radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für eine RLCZ-Meßbrücke

PREIS DM 2,00 · 9. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
MÄRZ 1960
5



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14,
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschreiber 01 14 41 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadresse: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Klaus K. Streng
Redakteure: Karl Belter, Adelheid Blodszun, Oswald Orlik, Peter Schäffer
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Verantw. für den Anzeigenteil und alleinige Anzeigenannahme: DEWAG-Werbung, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. ihre Filialen in der DDR. Gültige Preisliste Nr. 5

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

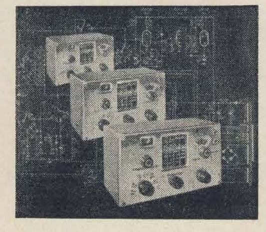
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R., Bukarest
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállaiat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



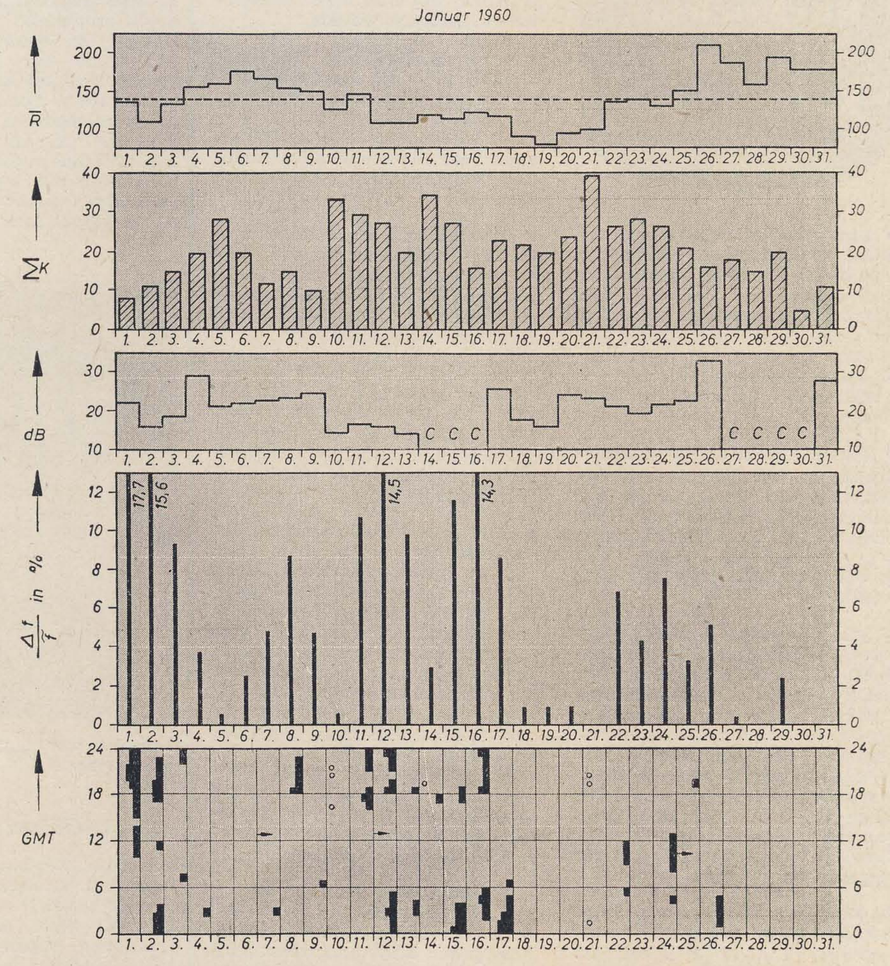
Titelbild:

Die RLCZ-Meßbrücke stellt in vielen Reparaturwerkstätten sowie für Amateure eine wertvolle Hilfe dar. Näheres finden Sie auf Seite 157 ... 159

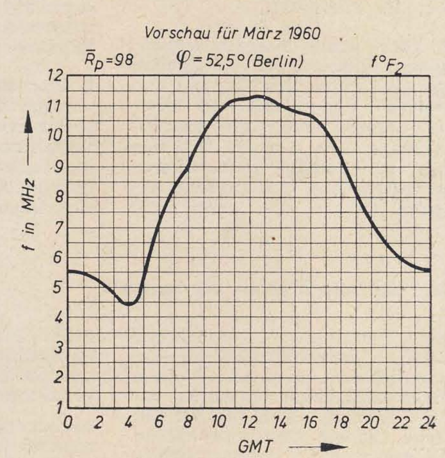
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Jan. 1960 und Vorschau für März 1960

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,86 MHz
C = Gerätestörung A = Abdeckung
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\triangle f = \tilde{f} - f_m$ für $\tilde{f} < f_m$ $\triangle f = 0$
$\tilde{f}$ = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert
$\frac{\triangle f}{f}$ = 18 ··· 29 %
= 30 ··· 39 %
= 40 ··· 49 %
= 50 % und darüber
→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes A ≧ 60 γ bezogen auf eine Stunde
▯ Streuecho ▯ (A) Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

8/12-Kreissuper „Dominante W 101"

Schaltungseinzelheiten moderner Rundfunkempfänger

Einfacher Transistorverstärker für Kristallmikrofone

Elektrische Parameter von Rechteckferriten

Eine einfache Meßanordnung zur Bestimmung der Eigenkapazität und Induktivität von Spulen

Neues aus der sowjetischen Elektronik: Neue Halbleiterbauelemente



▼ **Eine Gruppe tschechoslowakischer Techniker** und Linguisten will die in der ČSR konstruierte Rechenmaschine „Sapo“ in eine Übersetzungsmaschine umgestalten. Bei den bisherigen Versuchen ist es bereits gelungen, einfache englische Sätze in die tschechische Sprache zu übersetzen.

▼ **Spezielle elektronische Rechenmaschinen** zur Berechnung von Schiffskursen sowie Geräte zur automatischen Steuerung von Schiffen nach Meßergebnissen von Radaranlagen befinden sich in der Sowjetunion in der Entwicklung.

▼ **Ein neuartiges elektronisches Navigationsgerät** hat die amerikanische Firma RCA unter der Bezeichnung „dead-reckoning analyzer“ auf den Markt gebracht. Es gibt durch tachometerähnliche Anzeigen ständig und selbsttätig die genauen Schiffspositionen — Längen- und Breitengrad — an. Vor der Reise braucht lediglich der genaue Standort des Schiffes am Gerät eingestellt zu werden.

▼ **Electronic Technology** nennt sich ab Januar 1960 die bisherige englische Zeitschrift „Electronic & Radio Engineer“.

▼ **Ihre erste Farbfernsehausrüstung** importierte die Volksrepublik China aus England von der Firma Electrical and Musical Instruments (Electronics) Company. Die Kamera der Anlage ist für industrielle, wissenschaftliche und medizinische Arbeiten geeignet und kann auch für Studiosendungen verwendet werden.

▼ **In Frankreich** dürfen ab 1. April 1960 nur noch entstörte Autos gefahren werden.

▼ **Eine medizinische Tonbandzeitung** gibt die Kongreßgesellschaft für ärztliche Fortbildung im Medicus-Verlag, Berlin, heraus. Diese neuartige „Zeitung“ stellt ein Einstundenprogramm mit verschiedenen Aufnahmen dar.

▼ **Tschaika** heißt ein neuer sowjetischer Taschenempfänger, der nicht größer als ein Zigarettenetui ist. Er ist mit sechs Transistoren bestückt und in gedruckter Schaltung ausgeführt.

▼ **Ein Gleichstrommotor mit gedruckter Wicklung** von 4 kW Leistung bei 100 U/min wird in den USA hergestellt.Er hat Dauermagneterregung und einen scheibenförmigen Läufer mit gedruckter Schaltung.

▼ Mit einem **Rekordumsatz für Elektronenröhren** in den USA rechnet die amerikanische Firma RCA im Jahre 1960. Grund hierfür ist die günstige Geschäftsentwicklung bei Rundfunk- und Fernsehgeräten sowie die steigende Nachfrage nach Elektronenröhren aller Art. Der Fabrikabsatz von Elektronenröhren in den USA hat 1959 einen Wert von annähernd 870 Mill. Dollar erreicht, was gegenüber dem Vorjahr eine Steigerung um etwa 12% bedeutet. Für 1960 rechnet man mit einem Umsatz von insgesamt 900 Mill. Dollar.

▼ **In den USA** betrug in den ersten 9 Monaten 1959 der Anteil der Stereo-Schallplatten an den Langspielplatten 23,3% und wertmäßig sogar 67,7%. Besonders bevorzugt wurden Aufnahmen hochwertiger klassischer Musik.

▼ **Zur zweiten UKW-Konferenz** wurden die europäischen Fernmeldeverwaltungen von den schwedischen Postbehörden nach Stockholm eingeladen. Die Konferenz soll Ende September 1960 stattfinden.

Die Elektrotechnik an die Spitze

Die industrielle Entwicklung unserer Volkswirtschaft im Siebenjahrplan erfordert einen hohen Elektrifizierungsgrad, der nur dadurch erreicht werden kann, daß die Elektrotechnik an die Spitze aller Industriezweige gebracht wird.
Wie das schnell zu verwirklichen ist, stand im Mittelpunkt einer Beratung der Mitarbeiter der Abteilung Elektrotechnik der Staatlichen Plankommission und der Hauptdirektoren der VVB der Elektroindustrie mit dem Vorstand und dem Technischen Rat des Fachverbandes Elektrotechnik der Kammer der Technik am 6. Februar 1960 im Klubhaus des Transformatorenwerkes „Karl Liebknecht“, Berlin-Oberschöneweide.
Die Beratung wurde vom Stellvertreter des Vorsitzenden der Staatlichen Plankommission, Helmut Wunderlich, eingeleitet. Er forderte eine gut organisierte Zusammenarbeit der Werkleitungen, VVB-Leitungen und der Abteilung Elektrotechnik der Staatlichen Plankommission mit den Betriebssektionen, Fachausschüssen und dem Vorstand des Fachverbandes Elektrotechnik.

In der Diskussion, die der Vorsitzende des Fachverbandes Elektrotechnik, Nationalpreisträger Professor Stanek, zusammenfaßte, standen die Fragen Weltstand, Standardisierung und sozialistische Gemeinschaftsarbeit im Mittelpunkt.

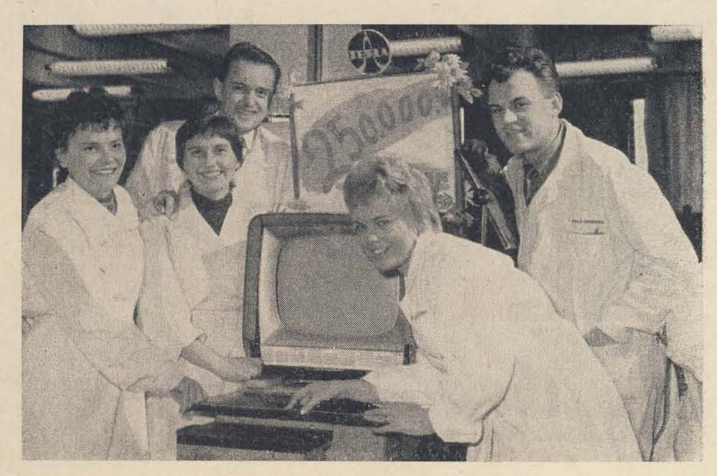
Diese erste gemeinsame Beratung der Hauptdirektoren der VVB mit den Leitungsgremien des Fachverbandes Elektrotechnik der Kammer der Technik deutete große Reserven an, und zeigte, wie man in der Vorbereitung der Konferenz der Elektroindustrie und des 9. Plenums des ZK der SED das Tempo beschleunigen kann, um die Elektroindustrie zum Schrittmacher der industriellen Entwicklung zu machen. Dabei wurde die Situation in der Elektrotechnik aufgezeigt sowie die Schwerpunkte, die vorrangig gelöst werden müssen.

Standardisierung im Kondensatorenbau

Bei der Standardisierung von Kleinelektrolytkondensatoren können unsere volkseigenen Kondensatorenwerke große Fortschritte verzeichnen. So konnte die Zahl der gebräuchlichen Typen von 107 auf 28 herabgesetzt werden. Die bisher üblichen 28 Gehäusegrößen wurden auf 9 reduziert. Es ist ferner vorgesehen, handelsübliche Kondensatoren für die Verwendung bei gedruckten Schaltungen entsprechend abzuändern und die Kleinelektrolytkondensatoren einheitlich mit 0,8-mm-Anschlußdrähten herauszubringen.

Verkürzte Durchlaufzeit von Elektrolytkondensatoren

Von 14 auf 3 Tage will eine vorwiegend aus Jungingenieuren bestehende sozialistische Arbeitsgemeinschaft im VEB Kondensatorenwerk Freiberg die Durchlaufzeit bei der Fertigung von Elektrolytkondensatoren verkürzen.



Mitarbeiter des Prager „Tesla“-Werkes mit dem 250000. im Werk hergestellten Fernsehempfänger

„43er Bildröhren sind wieder gefragt“,

stellt die bekannte Westberliner Fachhandelszeitschrift „radio-fernseh-händler“ im Heft 1 (1960) fest. Es heißt dort: „Für den Fachmann bildete die einhellige Entscheidung der (west-)deutschen Fernsehgemeinde für die 53er Bildröhre eine unerwartete Überraschung. Denn auf dem 53er Bildschirm werden genauso 420 000 Punkte pro Bild geschrieben wie auf dem 43er, also müssen die Punkte größer sein, was eine Verminderung der Bildschärfe, d. h. ein gröberes Raster, bedeutet. Die Gründe für die absolute Bevorzugung des 53er Bildschirms sind also keine technischen, sondern hauptsächlich Probleme des Geltungsbedürfnisses und anderer Äußerlichkeiten.“ Das Blatt fährt fort: „Man beobachtet in der letzten Zeit auf dem (west-)deutschen Markt eine verstärkte Nachfrage nach Tischgeräten mit 43er Bildröhre. ... Offenbar wächst das technische Verständnis für die Vorgänge beim Fernsehen — und damit die Erkenntnis, daß in einem kleinen Raum ein 43er Gerät in jeder Beziehung vorteilhafter ist als ein 53er, schon allein, weil die Grundstrahlung der Schirmfläche wesentlich geringer ist und daher weniger stört. In England sind bei fast 10 Millionen Fernseh-Teilnehmern mehr als 9 Millionen mit 14"- und 12"-Röhren zufrieden. Das beweist, daß die Bevorzugung der 21"-Bildröhre nicht auf eine bessere Bildwiedergabe oder andere technische Vorzüge zurückzuführen ist.“

Die Struktur der westdeutschen Atomindustrie

Die westdeutsche Atomindustrie ist bis Ende 1959 auf 270 Unternehmen angewachsen. Diese Zahl wurde von Dr. Brandl vom Atomministerium in Bonn genannt. „Man hat erkannt, daß die Bundesrepublik keine Anstrengungen scheuen durfte, um den Vorsprung der anderen Atomländer aufzuholen“, stellte am Jahresende die in Köln erscheinende „Deutsche Zeitung“ fest.
An diesem Aufbau der westdeutschen Atomindustrie sind die in der „Physikalischen Studiengemeinschaft GmbH“, Düsseldorf, zusammengeschlossenen Unternehmen maßgeblich beteiligt. Dieser Vereinigung mit dem harmlosen Namen gehören rund 30 Konzerne an, darunter die IG-Farben-Konzerne Bayer und Hoechst, ferner Krupp, die AEG, Siemens, der Flick Konzern, der Kloeckner Konzern, die DEMAG und der Haniel Konzern. Die große Zahl der anderen Unternehmen besteht in der Hauptsache aus Zulieferbetrieben, die mehr oder weniger von den großen Konzernen abhängig sind.
Die führende Rolle in dieser „Studiengemeinschaft“ spielen die IG-Farben. Sie verfügen auch über die entscheidenden Schlüsselstellungen im Staatsapparat. Dazu gehört in erster Linie der Atomminister der Bundesrepublik, Dr. Balke, selbst, der bis zu seiner Amtsübernahme Vorstandsmitglied der vom IG-Farben Konzern „Farbwerke Hoechst AG“ kontrollierten „Wacker-Chemie AG“ war. Nicht so offensichtlich aber ebenso wirksam ist die Verbindung zwischen IG-Farben und Kriegsminister Strauss über die sogenannte „Volkswirtschaftliche Gesellschaft Bayern E. V.“

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

9. JAHRGANG · 1. MÄRZHEFT **5** 1960

FERRITE UND IHRE BEDEUTUNG

Ing. FRITZ BEYER

Seit etwa 10 Jahren haben die Ferrite in der Elektrotechnik ihren Siegeszug angetreten. Für Magnetkerne wurden G. Hilpert 1909 bereits die ersten Patente erteilt (DRP 623116 und 227787). Die Ferrite wurden insbesondere durch Snoek, Neel, Albers-Schönberg u. a. weiter entwickelt. Trotzdem hat es fast 40 Jahre gedauert, bevor die Ferrite in der Praxis bekannt und eingeführt wurden.

Diese Magnetwerkstoffe sind eine Verbindung von Eisenoxyd mit einem oder mehreren Metalloxyden. Die allgemeine Ferritformel lautet:

$$Me''_{I\,(1-x)}\,O\,Me''_{II\,(x)}\,O\,Fe_2O_3$$

Das Herstellungsverfahren von keramischen Magnetwerkstoffen ist dem technologischen Verfahren in der keramischen Industrie ähnlich. Die Metalloxyde oder geeignete Salze zur Bildung solcher Oxyde werden in bestimmten Gewichtsverhältnissen in Mühlen gemahlen, vorbehandelt und über Filterpressen zur Weiterverarbeitung vorbereitet. Mit Pressen bis zu $500 \cdot 10^3$ kp Druck und Stahlmatrizen oder Strangpressen erfolgt die Formgebung. Die Preßlinge werden dann in Spezialsinteröfen unter Umständen im Durchstoßverfahren bei Temperaturen bis zu 1400° C gesintert. Dieser Sintervorgang muß bei verschiedenen Ferritwerkstoffen im Schutzgasstrom durchgeführt werden. Es tritt ein Schwund von etwa 20% ein. Das Mischverhältnis der Metalloxyde und der Mahl-, Preß- und Sintervorgang verlangen dabei äußerste Genauigkeit. Bereits Temperaturunterschiede von 1% können ein Absinken der magnetischen Werte zur Folge haben. Durch die thermische Behandlung erhält man ein gesintertes keramisches Produkt.

Je nach dem strukturellen Aufbau dieser oxydkeramischen Magnetwerkstoffe erhält man hartmagnetische oder weichmagnetische Eigenschaften. Hartmagnetische Werkstoffe haben eine große Koerzitivkraft H_c bis 2000 Oe, weichmagnetische dagegen eine kleine $H_c < 1$ Oe. Aus hartmagnetischen Werkstoffen werden Lautsprechermagnete, Magnete für Fahrradlichtmaschinen, Schwungmagnetzünder für Krafträder, besonders geformte Magnete für Meßinstrumente und Kleinstmotoren, Magnete für Ölfilter, Haftmagnete und andere Zwecke gefertigt.

Da weichmagnetische Werkstoffe für die verschiedensten Anwendungsgebiete benötigt werden, kann als weiteres Unterscheidungsmerkmal gelten:

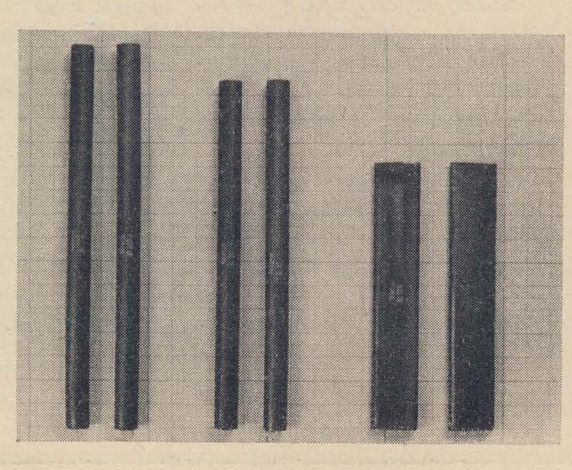
Mn-Zn-Ferrite, μ_A 200 ··· 2000, speziell bis 6000 Verwendung für Frequenzen von 1 kHz bis 1,5 MHz,

Ni-Zn-Ferrite, μ_A von 6 ··· 1000, verwendbar im HF-Gebiet, 0,1 ··· 1000 MHz,

Mn-Mg-Ferrite mit rechteckiger Hystereseschleife (Rechteckferrite).

Für weichmagnetische Bauelemente stehen etwa 15 verschiedene Werkstofftypen zur Verfügung. Werkstoffe für die höchsten Frequenzbereiche und für hohe wirksame Permeabilitäten sind zur Zeit noch in der Entwicklung. An der Verbesserung der vorhandenen Ferritwerkstoffe wird laufend gearbeitet. Dazu gehören die Senkung und Stabilisierung des Temperaturkoeffizienten, die Verringerung der zeitlichen und klimatischen Inkonstanz, die Erhöhung der Curietemperatur u. a.

Besonders auf dem weichmagnetischen Gebiet stehen wir heute erst am Anfang einer Entwicklung, deren vollständige Auswirkungen auf die gesamte Elektrotechnik im Augenblick noch nicht voll übersehen werden können. In der zivilen und kommerziellen Technik sind Magnetwerkstoffe unentbehrlich. Sie werden vorwiegend für Abstimmkerne in Eingangskreisen vom Langwellen- bis zum UKW-Gebiet verwendet. Schalen- und Dosenkerne werden für die Trä-



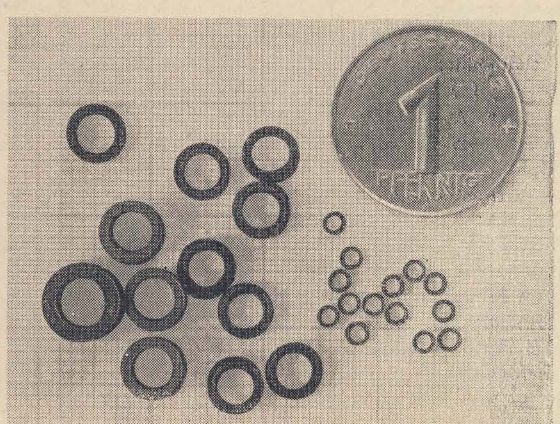


Bild 1 (links): Ferritantennen verschiedener Ausführung für Koffergeräte und Großsuper

Bild 2 (rechts): Ferrite für Schalt- und Speicherzwecke mit rechteckiger Hystereseschleife (sogenannte Rechteckferrite)

gerfrequenztechnik, Ferritantennen für Rundfunk und Peilgeräte, Kerne für Zeilentransformatoren und Jochkerne für die Ablenksysteme bei Fernsehgeräten, Rechteckferrite für elektronische Rechenmaschinen zu Schalt- und Speicherzwecken, EI- und UI-Kerne für Kleinübertrager und viele andere Bauelemente eingesetzt.

Bilder 1 und 2 zeigen Ferritbauelemente.

Besonders die Mechanisierung, Automatisierung und Miniaturisierung sind durch die Ferrite außerordentlich gefördert worden. Sie haben auf Grund ihrer speziellen Eigenschaften gegenüber den bisher verwendeten weichen Magnetwerkstoffen konstruktive Umwälzungen in der gerätebauenden Industrie ermöglicht. Ein Beispiel ist die Optikrechenmaschine des VEB Carl Zeiss Jena, welche in früheren Entwicklungen mit polarisiertem Relais versehen worden ist und nun mit Rechteckferriten ausgestattet wurde. Es kann weiterhin vorausgesagt werden, daß die Regelungsanlagen in der chemischen Industrie in Zukunft mit Ferriten arbeiten werden.

Die Deutsche Demokratische Republik hat auf dem hartmagnetischen Gebiet den Weltstand erreicht. Auf dem weichmagnetischen Gebiet sind besonders in bezug auf Höchstfrequenzen und hohe Permeabilität weitere Anstrengungen notwendig, um den internationalen Stand in allen Punkten zu erreichen. Auf Vorschlag der Staatlichen Plankommission sind deshalb alle ferritentwickelnden Kräfte in der Deutschen Demokratischen Republik in einem Ferritkollektiv zusammengefaßt worden, welches durch Rohstoffhersteller, Verbraucher und wissenschaftliche Institute erweitert wurde. Es steht unter der Leitung von Herrn Dr.-Ing. Henniger, Teltow, Verdienter Techniker des Volkes, und hat die Aufgabe, die Neuentwicklung von Rohstoffen, Bauelementen und die Rekonstruktion gemeinsam zu lösen. Das Aktiv wurde in fünf Gruppen unterteilt, welche die Lösung der Einzelaufgaben durchzuführen haben.

Die technisch-organisatorische Gruppe beschäftigt sich unter anderen mit der Sicherung der Qualität der Rohstoffe. Die zur Zeit in der chemischen Industrie hergestellten und gelieferten Rohstoffe, besonders Mangankarbonat, Nickelkarbonat bzw. -oxyd und Eisenoxyd, sind infolge ihrer großen Verunreinigung ein Hemmnis für die Herstellung hochwertiger Ferrite von gleichbleibender Güte.

Die physikalische Gruppe hat mit Messungen an Schalenkernen begonnen. Sie ist weiterhin für Alterungsuntersuchungen, deren physikalische und chemische Einflüsse sowie für die Festlegung gemeinsamer physikalischer Meßmethoden beim Rohstoffhersteller und Ferrithersteller eingesetzt worden.

Die chemische Gruppe hat nach umfangreichem Studium der Analysenmethoden mit deren Festlegung für Rohstoff- und Ferrithersteller begonnen. Aus dieser Arbeit werden gemeinsam mit der technisch-organisatorischen Gruppe und den Rohstoffherstellern Standards entwickelt werden müssen. Sie dienen dazu, den beiden Betrieben: VEB Keramische Werke Hermsdorf und VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky“, Teltow, bessere Produktions- und Entwicklungsarbeiten zu ermöglichen, da dadurch eine konstante Güte bei der Belieferung mit Rohstoffen garantiert werden soll.

Eine besonders umfangreiche Arbeit hatte die meßtechnische Gruppe bisher zu erfüllen: Messungen der zeitlichen Konstanz an Ring- und Schalenkernen waren notwendig, um Hemmnisse bei der Herstellung des Trägerfrequenzübertragersystems V 60 zu überwinden. Dabei wurden neue Erkenntnisse gewonnen.

Die Probleme der Rekonstruktion werden durch Kollegen einer technologischen Gruppe bearbeitet. Ihre Aufgabe ist, die Technologie der Fertigung der Schalenkerne, der Antennenstäbe und anderer Bauelemente zu verbessern.

Die bisherigen Ergebnisse zeigen, daß dieses Aktiv den richtigen Weg eingeschlagen hat. Zwischen den Kollegen der Keramischen Werke Hermsdorf und dem Carl von Ossietzky-Werk Teltow ist es zu einer sozialistischen Zusammenarbeit gekommen, deren weitere Vertiefung und Ausbreitung sich zum Vorteil für die gerätebauende Industrie auswirken wird. Vor uns stehen viele Aufgaben, wovon als dringendste genannt werden müssen:

1. Die Herstellung hochpermeabler Ferrite mit $\mu_A \cdots 4000$, späterhin bis 6000, und ihre Einführung in die Produktion,
2. die Entwicklung von Ferriten für Frequenzen bis 1000 MHz, wobei besonders geringe Verluste gefordert werden,
3. die Verbesserung der zeitlichen Konstanz sowie des Temperaturkoeffizienten,
4. Ferrite für die Rechentechnik (Rechteckferrite). Für diese Kerne wird ein $H_c < 0{,}3$ bei einem B_r/B_{max}-Verhältnis $> 0{,}95$ gefordert,
5. spezielle Ferrite für die Mikrowellentechnik mit einer Vorwärtsdämpfung von 1 dB und einer Rückwärtsdämpfung von 25 dB.

Durch den Rat der gegenseitigen Wirtschaftshilfe werden zur Zeit Anstrengungen unternommen, innerhalb des sozialistischen Lagers gemeinsame Meßmethoden und Meßparameter zu definieren. Die entsprechenden Entwürfe liegen bereits vor.

Bei der Betrachtung dieser Aufgabenstellung ist einleuchtend, daß dem Ferritproblem innerhalb der Deutschen Demokratischen Republik besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden muß. Neben der Entwicklung der Richthalbleiter muß die Entwicklung der magnetischen und der linearen Halbleiter ebenfalls durchgeführt werden, da insbesondere eine Miniaturisierung und eine Verbesserung der Eigenschaften auf allen Gebieten gleichzeitig erfolgen muß, um die Proportionalität unserer Volkswirtschaft auf diesem Gebiet zu erhalten.

Im VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky“ Teltow wird deshalb die bestehende Forschungsstätte weiter ausgebaut, welche die Aufgabe hat, entscheidend bei der Entwicklung neuer Werkstoffe mitzuarbeiten und eine Entlastung für die Keramischen Werke Hermsdorf bei Spezialbauelementen, welche nur in geringen Stückzahlen benötigt werden, herbeizuführen.

Die Großproduktion verbleibt wie bisher im VEB Keramische Werke Hermsdorf.

Es muß jedoch auch gesagt werden, daß unsere staatlichen Stellen uns noch nicht in dem Maße unterstützen, wie es bei der jetzigen Ferritsituation notwendig und wünschenswert wäre. Es muß festgestellt werden, daß die Anstrengungen unserer Freunde im sozialistischen Ausland zu großen Erfolgen geführt haben, welche letzten Endes nur durch eine großzügige Unterstützung der an diesen Problemen arbeitenden Forschungszentren möglich sein konnten. Bei aller Achtung vor den Leistungen unserer Wissenschaftler, Ingenieure und Techniker muß festgestellt werden, daß der Wirkungsgrad ein größerer gewesen wäre, wenn von den staatlichen Institutionen das Ferritproblem rechtzeitig in seinem vollen Umfange erkannt worden wäre.

Ingenieur

HERBERT WEST

Am 25. Dezember 1959 verstarb nach schwerer Krankheit im Alter von 48 Jahren der Erste Sekretär der Zentralleitung der KDT, Ingenieur Herbert West, Ehrenmitglied der Kammer der Technik, Mitglied des Bundesvorstandes des FDGB und des Präsidiums der Gesellschaft zur Verbreitung wissenschaftlicher Kenntnisse.

Die Entwicklung der Kammer der Technik zur größten Ingenieurorganisation Deutschlands ist eng mit dem Namen des durch den unerbittlichen Tod so früh aus seiner unermüdlichen Arbeit, aus seinen Plänen und Vorhaben herausgerissenen Kollegen Herbert West verbunden.

Wir haben mit Herbert West einen unserer Besten verloren, einen unermüdlichen Kämpfer für den Sieg des Sozialismus, einen Ingenieur, der sich in der Arbeit um den technischen Fortschritt verzehrte, einen Menschen, der von vielen Mitgliedern der Kammer der Technik verehrt wurde.

Sein früher Tod hat eine Lücke gerissen, die schwer zu schließen sein wird. In unseren Herzen hat sich Herbert West durch seinen Fleiß und sein Vorbild ein Denkmal gesetzt. Wir können sein Andenken am besten bewahren, wenn wir in seinem Sinne weiterarbeiten, wenn wir unsere Kräfte einsetzen für den technischen Fortschritt, für den Sieg des Sozialismus in der DDR und für den Frieden der Welt.

Mitteilung aus dem VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky", Teltow

Dipl.-Ing. FRITZ SCHULZ

Ferritwerkstoffe für die Frequenzen bis 300 MHz

Ferrite sind oxydkeramische magnetische Werkstoffe, deren Mechanismus für das Zustandekommen der magnetischen Eigenschaften sich von dem der metallischen Werkstoffe unterscheidet. Das Gerüst im Kristallaufbau der Ferrite, deren Bildung bei einer Sintertemperatur über etwa 1000° C erfolgt, stellen Sauerstoffionen in dichtester Kugelpackung dar. Die Metallionen, die für das Zustandekommen der magnetischen Eigenschaften verantwortlich sind, sitzen in zwei möglichen Gitterzwischenplätzen, den Oktaeder- bzw. Tetraederplätzen. Für diesen als Spinellstruktur bekannten Gitteraufbau erklärte Néel das Zustandekommen der magnetischen Eigenschaften durch eine Wechselwirkung der magnetischen Momente der in beiden Unterstrukturen sich befindenden Metallionen

Die wichtigste Eigenschaft des oxydkeramischen magnetischen Werkstoffes, die Sättigungsmagnetisierung, ergibt sich als Differenz der summarischen Bohrschen Magnetonen der Metallionen auf Oktaeder- und Tetraederplätzen.

Hieraus folgt, daß für die magnetischen Eigenschaften die Besetzung der Unterstrukturen mit bestimmten Metallionen eine ausschlaggebende Rolle spielt. Es gibt Metallionen, die in dieser Spinellstruktur bestimmte Gitterplätze bevorzugen. Beispielsweise hat das dreiwertige Eisenion eine starke Bindung zum Tetraederplatz. Die homöopolare Bindung des zweiwertigen Zinkions an den Tetraederraum ist gegenüber der des Eisenions stärker. Die zweiwertigen Metallionen außer Zink und Cadmium einschließlich der restlichen dreiwertigen Eisenionen befinden sich auf Oktaederplätzen. Diese Verteilung der Metallionen charakterisiert den energetisch günstigsten Zustand.

Da die dreiwertigen Eisenionen bei Anwesenheit von Zinkionen von den Tetraederplätzen auf die Oktaederplätze verdrängt werden, vergrößert sich die Differenz der Magnetonen der beiden Unterstrukturen. Hierbei ergibt sich die bekannte Erscheinung, daß durch Verwendung eines unmagnetischen Werkstoffes im Ferrit die magnetischen Eigenschaften verbessert werden. Diese Tatsache wird bei fast allen gebräuchlichen Ferriten ausgenutzt.

Die heute bevorzugten Mischferrite für den Frequenzbereich bis etwa 300 MHz sind die Mn-Zn-Ferrite mit den Ausgangskomponenten Manganoxyd, Zinkoxyd und Eisenoxyd und die Ni-Zn-Ferrite mit den Ausgangskomponenten Nickeloxyd, Zinkoxyd und Eisenoxyd. Anstelle der Oxyde werden mit Vorteil chemisch aktivere Karbonate, Oxalate oder Nitrate verwendet.

Die Mn-Zn-Ferrite sind bis zu Frequenzen von etwa 1 MHz, die Ni-Zn-Ferrite darüber hinaus vorteilhaft zu verwenden. Eine Anwendung der Ni-Zn-Ferrite bei niedrigeren Frequenzen ist dabei keineswegs ausgeschlossen.

Die bevorzugte Anwendung der Mn-Zn-Ferrite im Frequenzbereich bis etwa 1 MHz ist dadurch gegeben, daß die Manganionen die größte Anzahl von Magnetonen mit 5 besitzen. Mit der dadurch gegebenen höheren Sättigungsmagnetisierung ist eine hohe Anfangspermeabilität zu erwarten. Höchstwerte von etwa $5500 \cdot 10^{-4}$ Wb/m² für Ferrite liegen jedoch wesentlich unter denen, die von metallischen Werkstoffen erreicht werden, wie beispielsweise 16000 für Nikkellegierungen. Diese Tatsache schließt die Verwendung der Ferrite bei 50 Hz als unwirtschaftlich aus.

Des weiteren besitzen die Mn-Zn-Ferrite durch ihre sehr homogene Mischkristallbildung und ihre geringe Magnetostriktions- und Kristallanisotropie verhältnismäßig geringe Verluste (kleine Hystereseverluste) sowie eine hohe Curietemperatur und einen geringen Temperaturkoeffizienten der Permeabilität.

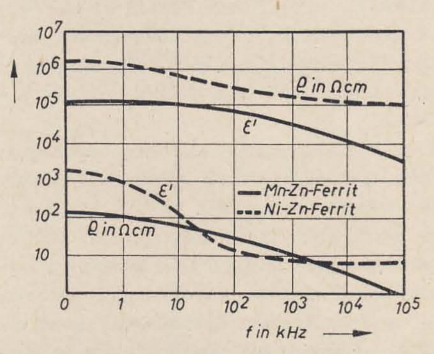


Bild 1: Frequenzabhängigkeit des spezifischen Widerstandes und der Dielektrizitätskonstante bei Mn-Zn-Ferriten und Ni-Zn-Ferriten

Die obere Anwendungsgrenze der Mn-Zn-Ferrite mit 1 MHz ist sowohl durch das Auftreten von Raumresonanzerscheinungen sowie anderer magnetischer Resonanzeffekte bedingt als auch durch einen spezifischen Widerstand von etwa $10^2\ \Omega$ cm, der die Wirbelstromverluste bei höheren Frequenzen stark ansteigen läßt. Bei höher permeablen Mn-Zn-Ferriten tritt bei etwa 1 MHz eine Resonanz mit starker Dämpfung auf, die dadurch hervorgerufen wird, daß die Wellenlänge der elektromagnetischen Wellen im Werkstoff infolge des großen Wertes des Produktes von Permeabilität und Dielektrizitätskonstante in die Größenordnung der linearen Probenabmessung kommt.

Die Ni-Zn-Ferrite sind für die darüber liegenden Frequenzen prädestiniert, weil ihr spezifischer Widerstand um drei bis vier Zehnerpotenzen höher liegt und die Raumresonanzeffekte infolge einer kleineren Dielektrizitätskonstante zu höheren Frequenzen verschoben werden. Im Bild 1 ist der spezifische Widerstand und die Dielektrizitätskonstante von Mn-Zn-Ferriten und Ni-Zn-Ferriten in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt [1].

Es ist bei den Mn-Zn-Ferriten zu untersuchen, in welcher Weise bestimmte Werkstoffeigenschaften erfüllt und technologisch beherrscht werden können. Die Hauptforderungen sind hohe Anfangspermeabilität und geringe Verluste. Dazu kommen im allgemeinen Forderungen über einen geringen Anstieg der Permeabilität mit der Feldstärke und, für die Anwendung im Zeilenausgangsübertrager beispielsweise, eine hohe Wechselfeldpermeabilität sowie kleine Gesamtverluste.

Zur Realisierung der Permeabilitätsforderungen ist es notwendig, die Zusammensetzung der Ausgangsmischung in einem günstigen Verhältnis zu treffen, wobei die Einhaltung der stöchiometrischen Bedingungen für die Bildung eines idealen Spinells streng zu beachten ist. Das bedeutet, daß im fertig gesinterten Ferrit sich die Summe aller zweiwertigen Metallionen zu der der dreiwertigen Eisenionen wie 1 : 2 verhält [2].

Der Ferrit muß ferner durch einen entsprechenden technologischen Herstellungsprozeß homogen und sehr dicht gemacht werden. Zur Erzielung einer guten Homogenität sind drei Aufbereitungsmethoden für die Mischung der Einzelkomponenten gebräuchlich. Die einfachste und am meisten angewendete Methode ist die der mechanischen Mischung in entsprechenden Aggregaten. Die zweite Methode arbeitet mit der thermischen Zersetzung der gemischten Komponenten, wobei Karbonate, Nitrate oder Sulfate bis zur Zersetzungstemperatur erhitzt werden. Die dritte Methode ist die der chemischen Aufbereitung als gefällige Mischoxyde, die die innigste Vermischung der einzelnen Komponenten ergibt.

Die Dichte der Ferrite kann durch entsprechend hohe Preßdrücke bei der Herstellung der Formteile bzw. durch hohe Sintertemperaturen beeinflußt werden und soll über 0,9 der theoretischen Dichte liegen.

Eine ausschlaggebende Rolle für die Erzielung hoher Anfangspermeabilitäten sowie geringer Verluste bei Mn-Zn-Ferriten spielen Verunreinigungen in der Ausgangsmischung durch Alkalimetalle, Erdalkalien oder andere Metalle. Ta-

Tabelle 1

Verunreinigungen	Anfangspermeabilität	Bezogener Hysteresewert $\frac{H}{\mu^2} \cdot 10^6$	Bezogener Wirbelstromwert $\frac{Fn}{\mu} \cdot 10^3$
Ansatz nur mit spektralreinen Ausgangswerkstoffen	2520	300	0,16
Hierzu Beigaben von Verunreinigungen mit 0,2 Gewichtsprozent von			
Arsen	2100	1400	0,73
Aluminium	2000	400	0,95
Bor	1950	1230	3,70
Cäsium	1900	545	0,32
Titan	1650	890	1,50
Blei	1650	2150	0,70
Kobalt	1600	800	0,29
Strontium	1500	1550	2,75
Kalium	1400	580	0,35
Silizium	1250	1440	0,62
Chrom	1000	10000	3,30
Lithium	800	700	0,42
Natrium	750	1890	0,57
Barium	500	2990	1,30

belle 1 gibt eine Zusammenstellung verschiedener möglicher Verunreinigungen wieder, wie sie von Guillaud ermittelt wurden und die in allen Fällen permeabilitätserniedrigend und verlusterhöhend wirken, jedoch mit unterschiedlicher Größe ihrer Wirkung [3].

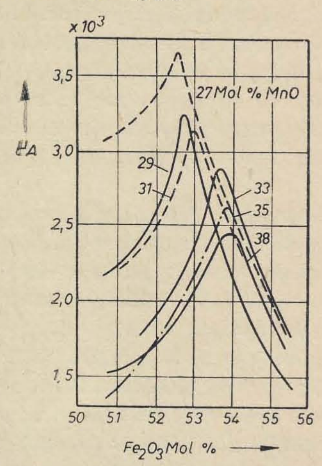


Bild 2: Abhängigkeit der Anfangspermeabilität vom Fe_2O_3-Gehalt und vom MnO-Gehalt der Ausgangsmischung

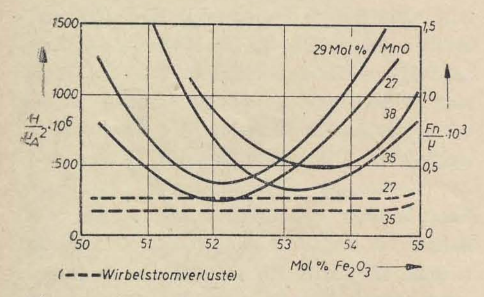


Bild 3: Abhängigkeit der Wirbelstrom- und Hystereseverluste der im Bild 2 aufgeführten Zusammensetzungen

Die Praxis läßt für die Herstellung von Mn-Zn-Ferriten Verunreinigungen dieser Art nur in einer Größe zu, die 0,4 Gewichtsprozente an Gesamtverunreinigungen nicht übersteigen. Für die höchsten Permeabilitäten muß die Reinheit der Ausgangswerkstoffe noch größer sein bzw. bewußt eine bestimmte Zudotierung gegeben werden.

Da sich die Verunreinigungen besonders in den Korngrenzen des Kristallgefüges ausscheiden, werden sie beispielsweise beim Wachsen der Kristalle mit verschoben. Sie verhalten sich magnetisch genauso wie Hohlräume, die im Kristallgefüge vorhanden sind. Bei einer Einlagerung im Kristall wird ein inhomogener Spannungszustand hervorgerufen.

An dieser Stelle wird es notwendig, kurz auf drei Erscheinungsformen hinzuweisen, die in einem magnetischen Werkstoff auftreten können und die die magnetischen Eigenschaften wie Permeabilität und Verluste ungünstig beeinflussen. Es sind dies die Kristall-, die Spannungs- und Formanisotropie [4].

Die Magnetisierungsvektoren in den Elementarbereichen sind an bevorzugte Richtungen gebunden, und es bedarf bei Anlegen eines äußeren Feldes einer bestimmten Energie, um die Vektoren in die Feldrichtung zu drehen. Die Richtung der leichtesten Magnetisierbarkeit liegt beispielsweise beim Eisen in Richtung der Würfelkanten, beim Nickel in Richtung der Raumdiagonalen und beim Kobalt in Richtung der hexagonalen Achse. Die Ausrichtung der Magnetisierungsvektoren bei einer Steigerung des äußeren Feldes erfolgt in Wandverschiebungs- und in Drehprozessen, die sich in einer jungfräulichen Magnetisierungskurve eines magnetischen Werkstoffes vom Felde 0 ausgehend in der Reihenfolge reversible Wandverschiebungen, irreversible Wandverschiebungen und reversible Drehprozesse darstellen.

Verschiedene Autoren wie Néel, Kersten, Guillaud und andere haben darauf hingewiesen, daß aus energetischen Gründen bei genügend feinem Pulvermaterial, also auch bei Ferriten genügend feiner kristalliner Struktur sich keine Blochwandverschiebungen ausbilden, sondern die Ummagnetisierung aus reinen Drehprozessen besteht.

Die Ummagnetisierungsenergie wird durch zwei Anisotropiekonstanten K_1 und K_2 dargestellt, die mit dem cos der Winkel zwischen der Richtung der Magnetisierung und den Kristallachsen multipliziert, die Größe der magnetokristallinen Energie ergeben. Es wurde ermittelt, daß der Faktor K_1 von größtem Einfluß ist und verschiedene Werte in positiver und negativer Richtung für verschiedene Werkstoffe einnehmen kann. Mangan hat einen kleinen negativen K_1-Wert.

Neben den Vorzugslagen, die durch die magnetische Kristallanisotropie geschaffen werden, sind weitere Vorzugslagen zu berücksichtigen, die durch Spannungen hervorgerufen werden. Spannungen enthält jeder reale Mischkristall infolge von Baufehlern, Einlagerungen bzw. von außen aufgebrachten Spannungen. Diese als Spannungsanisotropie bezeichnete Erscheinung kann durch homogene oder durch inhomogene Spannungen hervorgerufen werden, wobei letztere nach Größe und Vorzeichen im Werkstoff verschieden sind und beispielsweise durch Fremdatome im Gitter entstehen.

Mißt man die Abmessungen einer Probe während der Magnetisierung, so beobachtet man je nach der Natur des Werkstoffes in Richtung des Magnetfeldes eine Längenänderung. Diese Erscheinung ist auch in umgekehrter Richtung vorhanden. Man bezeichnet sie als Magnetostriktion und gibt für die Energie das Produkt aus Längenänderung λ und Kraftwirkung σ an.

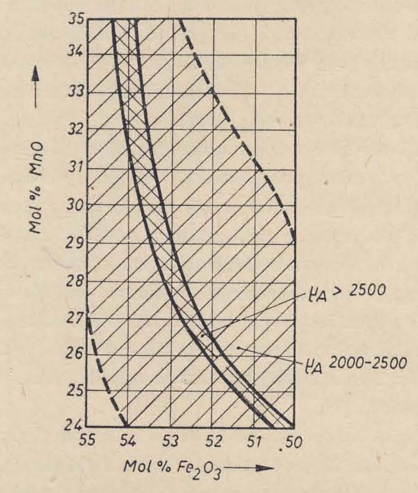


Bild 4: Ausgangszusammensetzungen mit hohen Anfangspermeabilitäten nach Guillaud

λ ist ähnlich wie K_1 je nach Werkstoff verschieden groß und kann positive sowie negative Werte annehmen.

Es ist festgestellt worden, daß fast alle Ferrite, darunter auch der Mn-Zn-Ferrit eine negative Magnetostriktion zeigen, daß aber Fe_3O_4 eine verhältnismäßig große positive Magnetostriktion hat. Daher wird zur Kleinhaltung des Magnetostriktionseffektes bei der Herstellung von Mn-Zn-Ferriten von dieser Erscheinung Gebrauch gemacht und die Bildung von Fe_3O_4 im fertigen Ferrit begünstigt.

Hohlräume sowie Ablagerungen im Kristallgitter wirken wie kleine Dipole mit einem eigenen Streufeld. Der Einfluß auf Vergrößerung der Hystereseverluste ist nur dann unwesentlich, wenn die Größe der Hohlräume die Dicke einer Blochwand nicht übersteigt. Diese als Formanisotropie bezeichnete Erscheinung kann dadurch klein gehalten werden, daß die vorhandenen Poren nicht nur klein, sondern auch kugelförmig gehalten werden. Die Kugel hat in allen Richtungen den gleichen Entmagnetisierungsfaktor und daher keine Vorzugsrichtung [5].

Aus dieser Betrachtung der möglichen Einflüsse auf Permeabilität und Verluste ergeben sich bestimmte Hinweise, die bei der Herstellung von Ferriten beachtet werden.

Der normale Herstellungsprozeß aller Ferrite verläuft folgendermaßen: die einzelnen Komponenten werden mechanisch oder chemisch gemischt, dann meist vorgesintert, um den bei diesen Werkstoffen verhältnismäßig großen Schwund in kleinen Grenzen zu halten. Nach der Formgebung erfolgt die Hauptsinterung oder der Garbrand. Dieser Hauptsinterprozeß findet im allgemeinen wie bei Ni-Zn-Ferriten in normaler Atmosphäre statt. Höhe und Dauer der Glühung sind so bemessen, daß man eine möglichst vollkommene Reaktion erreicht und ein homogenes Erzeugnis erhält.

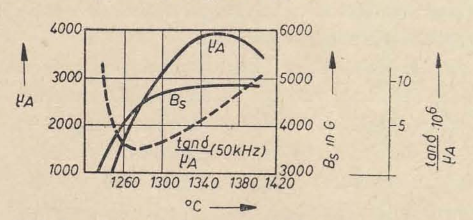


Bild 5: Abhängigkeit der Anfangspermeabilität, des bezogenen Verlustwinkels und der Sättigungsinduktion von der Endsintertemperatur

Bei Mn-Zn-Ferriten ist die Hauptsinterung in normaler Atmosphäre nicht vorteilhaft, da das zweiwertige Manganoxyd, welches zur günstigsten Spinellbildung in dieser Form auf Oktaederplätze vorliegen muß, selbst in der Spinellbindung in einem Temperaturbereich von etwa 200° C bis zur Sintertemperatur sehr unbeständig ist und das Bestreben hat, in dreiwertiges Manganoxyd überzugehen. Aus diesem Grunde muß die Hauptsinterung und Abkühlung des Mn-Zn-Ferrites in einer inerten Atmosphäre erfolgen. Die Reoxydation bei Abkühlung an Luft ist auch bei höchst zulässigen Abkühlungsgeschwindigkeiten bzw. bei Anwendung von Schutzschichten beispielsweise mit Ni-Zn-Ferrit nicht völlig zu vermeiden.

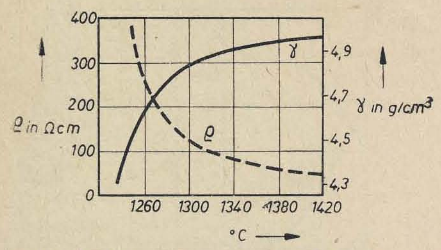


Bild 6: Dichte und spezifischer Widerstand als Funktion der Endsintertemperatur

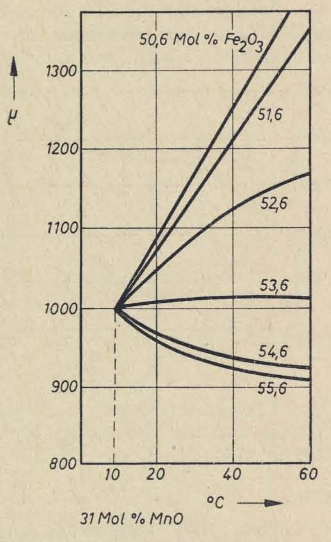


Bild 7: Temperaturkoeffizient der Anfangspermeabilität in Abhängigkeit vom Fe_2O_3-Gehalt

Wie bereits festgestellt wurde, vermindert ein gewisser Prozentsatz von zweiwertigen Eisenionen im gesinterten Mn-Zn-Ferrit die Spannungsanisotropie. Das Glühen im reinsten Stickstoff oder im Vakuum würde eine Reoxydation des zweiwertigen Manganoxyds verhindern, ist aber für die Einstellung eines bestimmten Dissoziations- und Dampfdruckes der Eisenkomponente nicht brauchbar. Daher ist während des Sinterns ein entsprechend geringer Sauerstoffteildruck einzustellen.

Die Bildung von Fe_3O_4 bei überstöchiometrisch eingegebenem Fe_2O_3 in die Ausgangsmischung muß während des Sinterprozesses so erfolgen, daß die Stöchiometrie der Komponenten im fertigen Ferrit erhalten bleibt. Dies ist äußerst schwierig und erfordert für die Reproduktion eine gute Beherrschung des Sinterprozesses.

Die Ausgangsmischung von höher permeablen Mn-Zn-Ferriten wird vorteilhaft aus 53 ··· 54 Mol% Fe_2O_3 gebildet sowie aus etwa 28 Mol% MnO, um die Curietemperatur über 150° C zu legen. Der Rest ist ZnO. Die Zudotierung von Sauerstoff zum Stickstoff liegt zwischen 0,01 und 1,2 Volumenprozent und muß durch Versuch bestimmt werden. Für diese Zusammensetzung wird für kleinste Verluste eine günstigste Sintertemperatur um 1300° C bei einer Sinterdauer von etwa 4 Stunden angegeben.

Sollen sich Kristallite im Endprodukt in der Größe von 5 ··· 20 μ, die für ein gutes Verhältnis von hoher Permeabilität und kleinen Verlusten erforderlich sind, ausbilden, ist die Körnung des Ausgangsproduktes nach dem Vorsintern und Aufmahlen in einer Größe von etwa 0,5 ··· 1,5 μ zu halten [6].

Wird die Ausgangsmischung anders zusammengesetzt, so lassen sich magnetische Eigenschaften erreichen, wie sie von Guillaud übersichtlich auf Grund von Meßreihen zusammengestellt worden sind. Im Bild 2 ist die Anfangspermeabilität in Abhängigkeit von den Molprozenten an F_2O_3 in der Ausgangsmischung und als Parameter von den Molprozenten an MnO dargestellt [3].

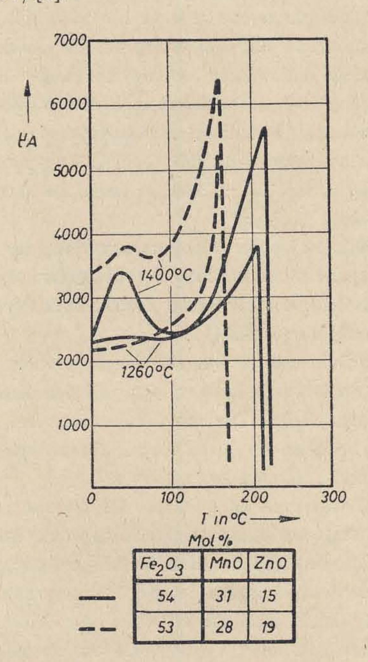
Im Bild 3 sind in der gleichen Abhängigkeit die bezogenen Wirbelstrom- und Hystereseverluste dargestellt.

Bild 4 zeigt eine Darstellung von Guillaud, aus der die Bereiche der Ausgangszusammensetzungen zu erkennen sind, mit denen Anfangspermeabilitäten bis 2500 und darüber erreicht werden.

Die Abhängigkeit der Anfangspermeabilität, des bezogenen Verlustwinkels und der Sättigungsinduktion von der Endsintertemperatur gibt Bild 5 wieder [7].

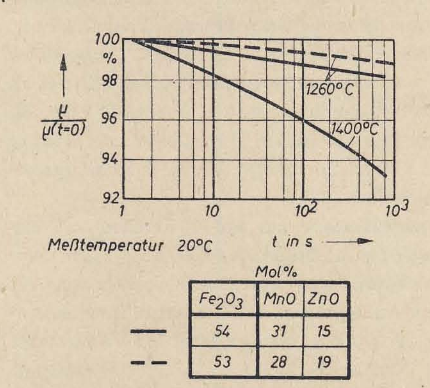
Bild 6 zeigt die Dichte und den spezifischen Widerstand als Funktion der Endsintertemperatur [7].

Wird ein bestimmter Gehalt an Fe_3O_4 im fertigen Mn-Zn-Ferrit eingehalten, so ist es möglich, den Temperaturkoeffizienten der Permeabilität auf einen kleinen Wert zu bringen (Bild 7) [3].



	Fe_2O_3	MnO	ZnO
——	54	31	15
– –	53	28	19

Bild 8: Temperaturabhängigkeit der Anfangspermeabilität



	Fe_2O_3	MnO	ZnO
——	54	31	15
– –	53	28	19

Bild 9: Zeitliche Änderung der Anfangspermeabilität (Desakkomodation)

Bei einer Temperatur, die als Curietemperatur bezeichnet wird, verschwinden die magnetischen Eigenschaften im Werkstoff, dort wird die spontane Magnetisierung durch die Wärmebewegung der Moleküle kompensiert. Es ist immer möglich, den Curiepunkt so hoch zu legen, daß die Anwendbarkeit des Werkstoffes nicht behindert wird. Der Verlauf der Anfangspermeabilität mit der Temperatur wird im Bild 8 gezeigt [8].

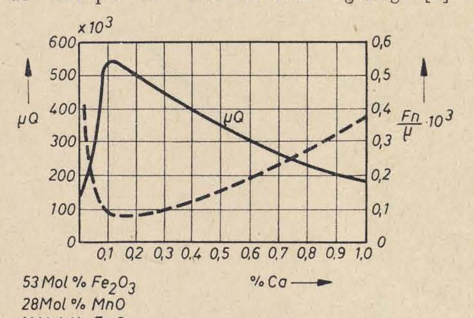


Bild 10: Abhängigkeit der Wirbelstromverluste von dem Grad der Beimengung an Ca zu Mn-Zn-Ferrit

Unter bestimmten Voraussetzungen ist ein anormaler Verlauf der Permeabilität zu erkennen, der sowohl von der Sintertemperatur als auch von dem Fe_2O_3-Überschuß bzw. vom Mangangehalt abhängig ist. Nach neueren Untersuchungen kann diese Erscheinung nicht durch Magnetostriktion oder Kristallanisotropie erklärt werden, da in diesem Temperaturbereich beide Anisotropien nicht durch Null gehen. Bei der Betrachtung der kobalthaltigen Ni-Zn-Ferrite zeigt sich noch, daß eine andere Deutung dieser Erscheinung möglich ist. Der unregelmäßige Verlauf der Permeabilitäts-Temperaturkurve ist mit einer zeitlichen Änderung der Anfangspermeabilität verknüpft. Diese Erscheinung wird als Desakkomodation bezeichnet und ist nach Heister im Bild 9 wiedergegeben.

Da diese Erscheinung bei Mn-Zn-Ferriten der vorher beschriebenen Zusammensetzung auftritt, wird angenommen, daß für die eben genannten Nachwirkungserscheinungen ein Elektronenaustausch zwischen zwei- und dreiwertigen Mangananionen neben einem solchen zwischen zwei- und dreiwertigen Eisenionen bzw. dreiwertigen Mangananionen und zweiwertigen Eisenionen stattfindet.

Mit Manganzinkferriten kann man die Frequenzgrenzen auf etwa 2 MHz heraufsetzen, wenn durch geringe Beimengungen zur Ferritmischung beispielsweise von Ca der spezifische Widerstand in den Korngrenzen erhöht und damit die Wirbelstromverluste verringert werden (Bild 10) [6].

Über 1 MHz liegt das Anwendungsgebiet der Ni-Zn-Ferrite. Es ist möglich, diese Ferrite bis zu Frequenzen von etwa 300 MHz einzusetzen.

Der spezifische Widerstand der Ni-Zn-Ferrite liegt in der Größenordnung von $10^4 \cdots 10^7$ Ω cm, die Dielektrizitätskonstante ist klein und schiebt daher die Raumresonanz zu sehr hohen Frequenzen hinaus.

Eingangs wurde erwähnt, daß es wichtig ist, die Kristallanisotropie klein zu halten. Daher ist es

vorteilhaft, in einer Ferritmischung zwei Werkstoffe zu verwenden, die eine Kristallanisotropiekonstante von entgegengesetztem Vorzeichen haben. Für Kobaltferrite wurde eine Konstante K_1 mit großen positiven Werten gefunden, die mit steigender Temperatur abnehmen. Es gelang, durch entsprechende Dotierung eines Ni-Zn-Ferrites mit Kobalt in einem gegebenen Arbeitsbereich den Durchgang der resultierenden

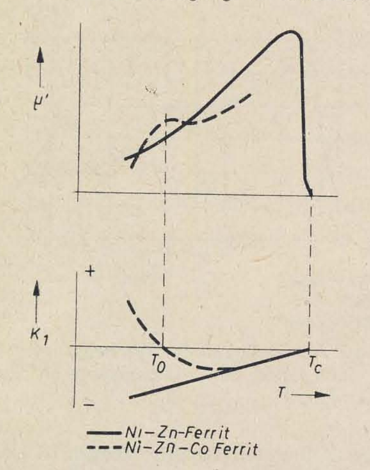


Bild 11: Abhängigkeit der Anfangspermeabilität eines Ni-Zn-Ferrites von der Temperatur mit und ohne Kobaltdotierung

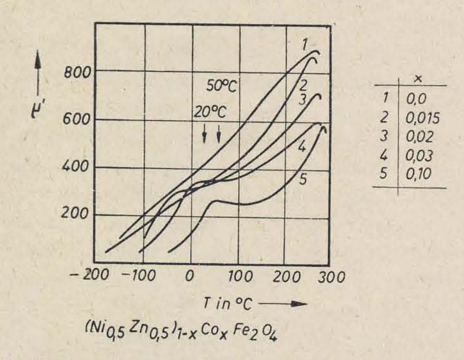


Bild 12: Abhängigkeit der Anfangspermeabilität eines Ni-Zn-Ferrites von der Temperatur bei verschiedenem Co-Gehalt

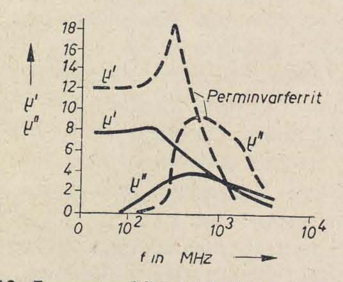


Bild 13: Frequenzabhängigkeit der komplexen Permeabilität von normalen und von Perminvar-Ni-Zn-Ferriten

Anisotropiekonstante durch Null zu erzielen. Die Verluste werden in diesem Arbeitsbereich auf Kleinstwerte gesenkt. Der Nulldurchgang der Anisotropiekonstante macht sich in der Abhängigkeit der Anfangspermeabilität von der Temperatur durch einen Unstetigkeitsbereich bemerkbar. Dadurch wird es möglich, die Anfangspermeabilität konstant zu halten. Die Bilder 11 und 12 sind der genannten Arbeit von van der Burgt entnommen [9].

Eine weitere Möglichkeit, bei kleinen Feldern und hohen Frequenzen bis etwa 200 MHz die Verluste zu senken und damit die Güte von Schwingkreisen wesentlich zu steigern, bietet die Ausnutzung des Perminvareffektes. Während sich die Magnetisierungsschleife eines normalen Ferrites mit zunehmender Feldstärke stetig öffnet, bleibt die Schleife eines Perminvars bis zu einer bestimmten Feldstärke strichförmig und öffnet sich dann bei der sogenannten Öffnungsfeldstärke zunächst an den Enden, wodurch eine eingeschnürte Form der Hystereseschleife entsteht. In dem strichförmigen bzw. in dem eingeschnürten Bereich sind die Hystereseverluste gering. Bei höheren Feldstärken geht die Hystereseschleife wieder in die normale Form über.

Bild 13 zeigt die beiden Anteile μ' und μ'' der komplexen Permeabilität von normalen und von Perminvarferriten [10].

Der Perminvarzustand ist bei Ni-Zn-Ferriten mit Kobaltzusatz zu erreichen, wenn man nach dem Sintern langsam abkühlt. Im Kristallgitter des Ferrits stellt sich unterhalb der Curietemperatur eine Struktur ein, deren Richtung zur Richtung der spontanen Magnetisierung koordiniert ist. Die spontane Magnetisierung wird durch eine als unaxiale Anisotropie bezeichnete Energie an die eingenommene Lage gebunden. Die Blochwände werden in sogenannten Energiemulden festgelegt. Setzt man einen Perminvarferrit einem schwachen Felde aus, so pendeln die Blochwände nur in ihrer Energiemulde und die spontane Magnetisierung um die durch die unaxiale Anisotropie verursachte Lage. Beide Vorgänge verlaufen reversibel. Mit Ni-Zn-Co-Ferriten mit Eisenüberschuß erreicht man einen Perminvarbereich bis 200° C bei Anfangspermeabilitäten von 5 ··· 200 je nach Zusammensetzung.

Im Bild 14 ist der Temperaturverlauf der Anfangspermeabilität sowie der bezogenen Hysteresekonstanten für einen Nickel-Zink-Perminvarferrit dargestellt [11].

Die gleiche Darstellung für einen normalen Mn-Zn-Ferrit läßt beim Vergleich mit den Kurven für den Ni-Zn-Perminvarferrit vermuten, daß auch beim Mn-Zn-Ferrit ein perminvarähnlicher Zustand auftreten kann (Bild 15).

Für Frequenzen bis etwa 300 MHz sei noch ein Werkstoff erwähnt, der eine hexagonale Struktur aufweist und bei dem der Magnetisierungsvektor in einer Ebene des Kristalles verhältnismäßig leicht drehbar ist. In jeder Richtung senkrecht zu dieser Vorzugsebene ist der Magnetisierungsvektor schwerer drehbar. Die Resonanz zwischen äußerem Feld und Magnetisierungsvektor, die einen Permeabilitätsabfall und einen Verlustanstieg verursacht, tritt daher erst bei höheren Frequenzen auf. Bei diesem als Ferroxplana bezeichneten Werkstoff kann bei einer fast konstanten Permeabilität der Anstieg der Verluste bis zu etwa 300 MHz hinausgeschoben werden [12].

Ferritwerkstoffe aus Mn-Zn-Ferriten mit Anfangspermeabilitäten von 2000 und größer sowie Ferritwerkstoffe aus Ni-Zn-Co-Ferriten mit einer Anfangspermeabilität von 10 für Frequenzen bis 300 MHz sind im Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik in Teltow entwickelt worden und werden zur Zeit in die Versuchsfertigung übergeleitet.

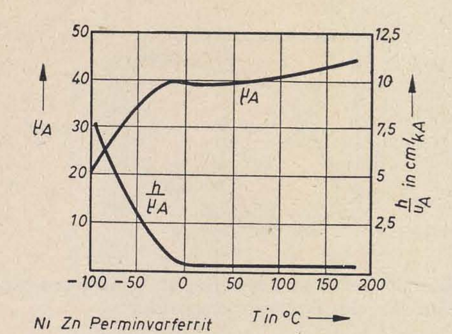


Bild 14: Temperaturverlauf der Anfangspermeabilität und der bezogenen Hysteresekonstante für einen Ni-Zn-Perminvarferrit

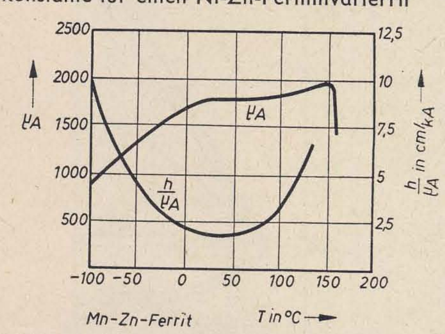


Bild 15: Temperaturverlauf der Anfangspermeabilität und der bezogenen Hysteresekonstante für einen Mn-Zn-Ferrit

Literatur

[1] M. F. Mayer: Les applications modernes des ferrites, revue générale de l'électricité 6 (1957) S. 333

[2] C. Heck und J. Weber: Einfluß der Glühgase auf die magnetischen Eigenschaften der Ferrite, Archiv für Eisen-Hüttenwesen 8 (1958) S. 495

[3] Guillaud: DB Patent Nr. 1054002

[4] Gorter: Some Properties of Ferrites in Connection with their Chemistry, Proc. of IRE (1955) S. 1945

[5] W. Heister: Mn-Zn-Ferrite mit hoher Permeabilität und geringen Verlusten, Techn. Krupp-Mitteilungen 6 (1957) S. 130

[6] Guillaud: The Properties of Mn-Zn-Ferrites and the Physical Processes Governing Them, Convent. on Ferrites London, October 1956

[7] W. Heister: Einfluß der Sintertemperatur auf die magnetischen Eigenschaften und das Kristallgefüge von Mn-Zn-Ferriten, Berichte der Deutschen Keramischen Gesellschaft 8 (1958) S. 249

[8] W. Heister: Temperaturgang und Desakkomodation der Anfangspermeabilität im System Mn-Zn-Ferrit, Techn. Krupp-Mitteilungen 2 (1959) S. 82

[9] v. d. Burgt: Controlled Crystal Anisotropy and Controlled Temperature Depedence of the Permeability of Various Cobalt-Substituted Ferrites, Philips Research Reports 1 (1957) S. 97

[10] M. Kornetzki, J. Brachmann und J. Frey: Magnetische Werte von Ferritkernen mit Perminvarschleife, Siemenszeitschrift 6 (1958) S. 412

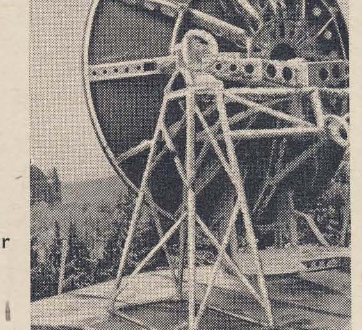
[11] M. Kornetzki: Perminvarferrite, ETZ-A 17 (1959) S. 605

[12] G. Jonker, H. Wijn und P. Braun: Ferroxplana, Philips techn. Rundschau 9 (1956/57) S. 249

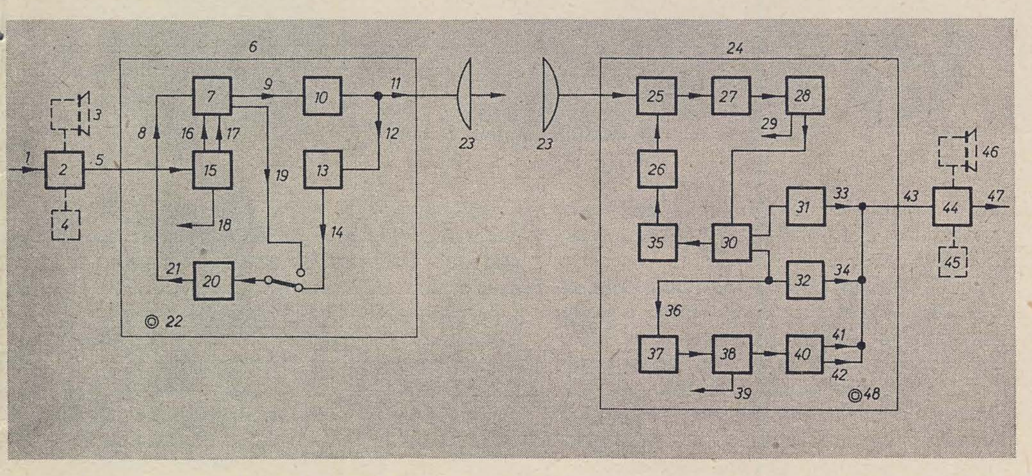
Richtfunkverbindungen auf Zentimeterwellen

Dipl.-Ing. F. KLIMA und Dr.-Ing. R. TUHL, Prag

Die tschechoslowakische Industrie besitzt bereits mehrjährige Erfahrungen auf dem Gebiete der Richtfunkverbindungen, die den von ihr produzierten Anlagen zur Übertragung von Fernsehprogrammen voll zugute kommen. Da wäre zunächst das leichte, mobile Gerät MT 11 zu nennen, das zur Verbindung von Studio und Sender oder für Fernsehreportagen bis zu 60 km Entfernung bestimmt ist. Da es auch den Einsatz von zwischenliegenden Relaisstellen gestattet, können Reportageübertragungen auch aus weit entfernten Gebieten gebracht werden.
Das zweite Gerät mit der Bezeichnung DT 11 ist zum Aufbau von ortsfesten Fernsehnetzen bestimmt. Dank seiner konstruktiven Durcharbeitung sind die Anforderungen an die bauliche Ausführung der Relaisstellen gering, was wesentlich zur Beschleunigung des Aufbaus von ortsfesten Relaisstellennetzen und zur Senkung der Kosten für die bauliche Durchführung beiträgt. Das Demodulationssystem ermöglicht in einfacher Weise ein Aufschalten des Signals an einer beliebigen Relaisstelle.
Die Geräte sind durchweg mit Noval- oder Miniaturröhren bestückt. Als Senderöhren kommen speziell gefertigte Leistungsklystrons mit linearer Modulationskennlinie, hoher Stabilität der erzeugten Frequenz und langer Lebensdauer zur Verwendung.
Aufbau und Wahl der Einzelteile wurden derart getroffen, daß der Betrieb bei —20° bis +40° C einwandfrei möglich ist. Eine große Anzahl von Meßpunkten und besondere Überwachungskreise gestatten eine ständige Kontrolle im Betrieb und erleichtern bei Störungen deren rasche Ermittlung und Beseitigung.
Beide Typen sind so aufgebaut, daß sie außerdem sowohl zur Orts- als auch Fernübertragung von Signalen der Funkortung verwendet werden können. Sie sind daher auch ausgezeichnet zum Einsatz in Funkdispatcherzentren der Luftfahrt geeignet.



Ein Parabolspiegel der Richtfunkstrecke Ostrava—Bratislava



Blockschaltbild der Anlage MT 11

1. Anschluß von Bild- und Tonsignal, Netzspannung und Fernsprechleitung
2. Stromversorgung des Senders
3. Lautsprecher
4. Bildmonitor
5. Verbindungskabel zwischen Netzgerät und Sender
6. Sender
7. Bildmodulator
8. Zuleitung der Bildmodulation
9. Zuleitung der Modulation zum Klystron
10. Sendeklystron 750 mW, Typ 20 SR 52
11. Hohlleiterverbindung zur Antenne
12. Abzweig zum Diskriminator 13 für das 3-cm-Band, der gleichzeitig als Wellenmesser, Modulationshubmesser des Videosignals und der Frequenz des Tonträgers dient
14. Ausgang des Bildsignals und des Tonhilfsträgers
15. Tonmodulator
16. Ausgang des Eichoszillators 1 kHz
17. Ausgang des modulierten Tonhilfsträgers
18. Messung des Tonpegels und Einstellung der Hilfsfrequenz 8,5 MHz
19. Zuleitung der Bildmodulation vom Modulatoreingang
20. Kontrollverstärker
21. Bild- und Tonausgang
22. Anschlußbuchse für den Fernsprecher zur gegenseitigen Verständigung des Bedienungspersonals
23. Antenne
24. Empfänger
25. Mischstufe
26. Überlagerungsoszillator mit Klystron 27 SR 51, 20 mW; zur Messung seiner Frequenz dient der im Empfänger eingebaute Wellenmesser
27. Zwischenfrequenzverstärker
28. Begrenzer
29. HF-Pegelmessung
30. Diskriminator
31. Bildverstärker für Regiezwecke
32. Bildverstärker zur Überwachung
33. Regieausgang
34. Überwachungsausgang
35. AFC (automatische Nachstimmeinrichtung)
36. Abzweig für den Tonhilfsträger
37. Zwischenfrequenzverstärker für den Tonkanal
38. Diskriminator für den Tonkanal
39. Messung der Spannung und des Hubs des Tonhilfsträgers
40. NF-Verstärker
41. Tonausgang für Regiezwecke
42. Tonausgang für die Überwachung
43. Verbindungskabel zwischen Empfänger und Netzteil
44. Netzteil des Empfängers
45. Bildmonitor
46. Lautsprecher
47. Bild- und Tonausgang für die Regie, Netzzuleitung und Fernsprechanschluß
48. Buchse zum Anschluß des Fernsprechers für die Bedienung

Richtverbindung MT 11 für das 3-cm-Band

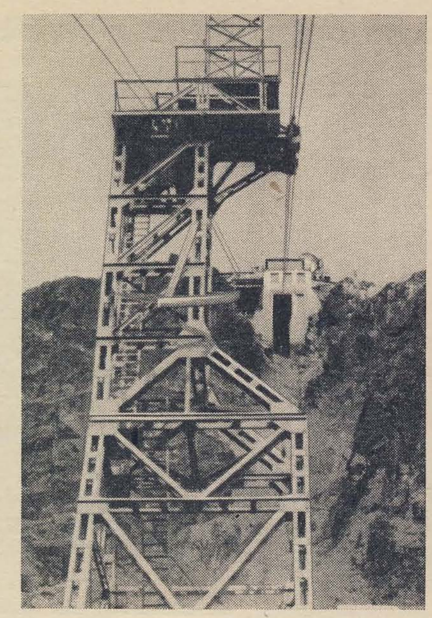
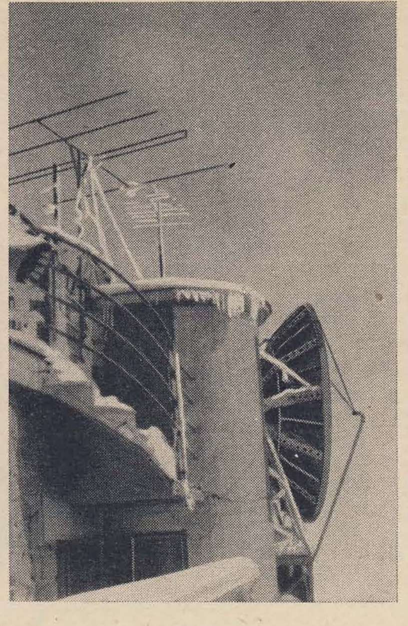
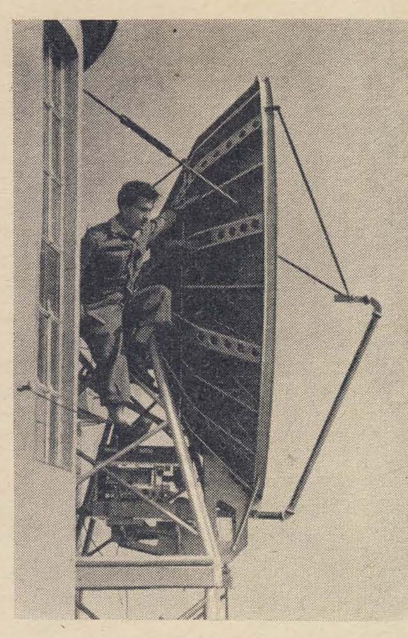
Das Richtverbindungsgerät „Tesla MT 11" ist ein bewegliches Fernsehrelais zur Übertragung von Bild und Ton vom Studio oder Reportagewagen zum Sender. Außerdem kann das Gerät auch zur Übertragung von Informationen verschiedenster Natur (z. B. in Impulsform ausgedrückte Informationen wie in der Funkortung) verwendet werden, falls eine schnell herstellbare Richtverbindung notwendig ist.

Beschreibung der Funktion der Anlage

Im Sender wird das Bildsignal mit 1 V_{ss} in einem Breitbandvideoverstärker verstärkt und dann dem Sendeklystron zugeführt. Eine Diode im Reflektorkreis des Klystrons dient zur Wiedergewinnung der Gleichstromkomponente.
Das Tonsignal mit 1,55 V_{eff} an 200 Ω wird verstärkt und auf einen Hilfsträger von 8,5 MHz mit ± 75 kHz Hub aufmoduliert. Der Hilfsträger wird dem Videosignal am Reflektor des Klystrons beigegeben. Der Frequenzhub des Klystrons beträgt 8 MHz für das Bildsignal, 2 MHz für den Hilfsträger.
Der Sender enthält einen eingebauten cm-Wellen-Diskriminator, der gleichzeitig als Wellenmesser dient. Dieser erleichtert die Einstellung der richtigen Frequenz bei Frequenzwechsel oder Auswechseln des Klystrons. Der Sender enthält weiter eine Überwachungseinheit für Bild und Ton, die entweder an den Diskriminatorkreis

Einregeln des Senders MT 11 bei einer Reportage



Die Richtverbindungsanlage DT11 auf der Lomnitzer Spitze in der Hohen Tatra, der höchstgelegenen Relaisstelle in der Tschechoslowakei (2634 m)

(also an den Sendeausgang) oder an den Eingang des Senders angeschlossen werden kann, zur Erleichterung der Kontrolle des Eingangssignals und Lokalisierung von etwa auftretenden Störungen. An den Ausgang der Überwachungseinheit kann ein Lautsprecher und Bildmonitor angeschlossen werden, so daß die senderseitige Überwachung unabhängig vom übrigen Betrieb erfolgen kann.

Der Empfänger ist mit einem siliziumdiodenbestückten Mischkreis ausgerüstet. Durch Überlagerung mit der Frequenz des Mischoszillators wird das Eingangssignal in die Zwischenfrequenz (Bandmitte 130 MHz) umgesetzt. Nach Verstärkung und Begrenzung entsteht an dem Diskriminator ein Bildsignal, das für den Regieausgang und zur Kontrolle weiter verstärkt wird. An der ersten Stufe des Bildverstärkers wird der Tonträger abgezweigt, der im Tonteil auf 1,55 V_{eff}/200 Ω symmetrische Ausgangsspannung verstärkt wird. Der Empfänger ist mit einer selbsttätigen Nachstimmeinrichtung ausgerüstet.

Zur Einstellung und Überwachung besitzt der Empfänger gleichfalls einen Wellenmesser, vier Meßinstrumente und Kontrollausgänge zum Anschluß eines Monitors und Lautsprechers, ähnlich wie der Sender. Nach Abnahme der Seitenteile sind im Innern Meßpunkte zur Überprüfung der Röhrenfunktionen zugänglich.

Konstruktiver Aufbau

Die Anlage ist in leicht montierbarer und demontierbarer Ausführung konstruiert. Keiner der einzelnen Teile wiegt mehr als 23 kp. Bei beweglichem Betrieb ist die Unterbringung des Senders (bzw. Empfängers) direkt hinter dem Parabolspiegel auf dem Ständer vorgesehen. Die Verbindungsleitungen zum Netzgerät können bis zu 120 m lang sein (Summe der Zuleitungen vom Sender und Empfänger); zu diesem Zweck werden je 60 m lange auf Trommeln aufgewickelte Zuleitungskabel mitgeliefert. Bei ortsfestem Betrieb können Sender bzw. Empfänger getrennt untergebracht werden; zur Verbindung mit der Parabolspiegelantenne kommt dann eine Hohleiterstrecke zur Verwendung.

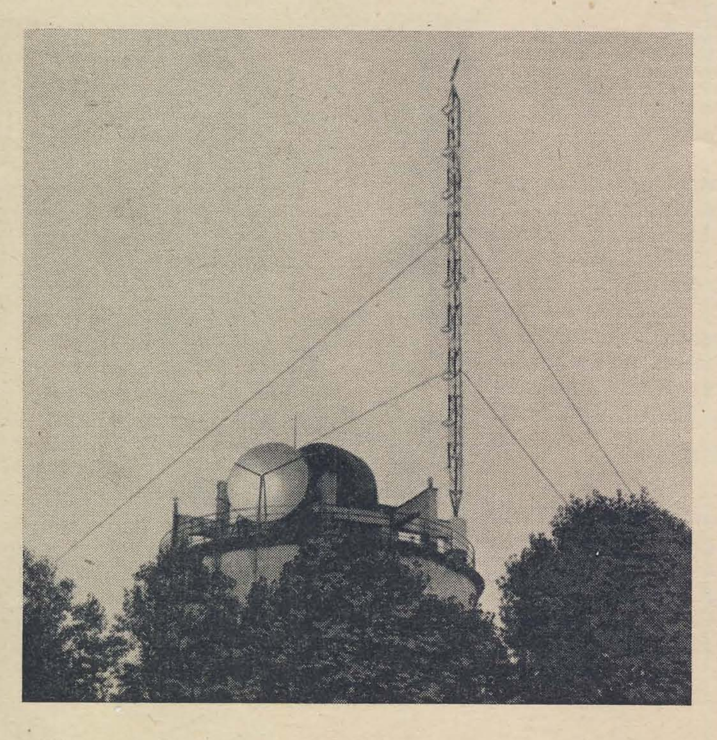
Eine komplette Sende- bzw. Empfangsanlage für Reportagezwecke besteht aus sechs selbständigen Teilen: Parabolspiegelantenne, Drehkopf, Ständer, Sender (bzw. Empfänger), Netzgerät des Senders (bzw. Empfängers), Zuleitungskabel. Das Gesamtgewicht einer Sende- bzw. Empfangsanlage einschließlich Parabolspiegel von 1 m Durchmesser beträgt 75 kp.

Arbeitsbedingungen

Die Anlage MT 11 kann bei Umgebungstemperaturen von —30° bis +40° C im Schatten betrieben werden. Die relative Luftfeuchtigkeit soll auf die Dauer 85% nicht überschreiten. Das Gerät ist gegen Spritzwasser und Regen geschützt. Für Dauerbetrieb soll mit Rücksicht auf den halboffenen Aufbau und die Lüftung eine staubfreie Umgebung gewählt werden.

Vorzüge des Geräts

Als besonderer Vorteil dieses Geräts sind der niedrige Geräuschpegel und das geringe Übersprechen, ferner die im vorhergehenden beschriebene Ausrüstung mit Überwachungseinrichtungen (Wellenmesser, Diskriminator für Mikrowellen, Kontrollverstärker für Bild und Ton, Kontrollausgänge für Bild und Ton) zu werten. Die Anlage ist schnell einsatzbereit, und ihre Bedienung ist einfach. Ein weiterer Vorzug sind die geringen Abmessungen, das kleine Gewicht sowie der kleine Raumbedarf. Ein großer Vorteil für Reportagezwecke ist die Anwendbarkeit von Parabolspiegelantennen verschiedenen Durchmessers und die Möglichkeit eines einfachen Überganges von 750 mW auf 100 mW Sendeleistung bei Betrieb auf geringe Entfernungen durch einfaches Umlegen eines Umschalters im Netzgerät. Das Sendeklystron wird dadurch geschont.



Der in Band III arbeitende Fernsehsender für das Gebiet von Prešov, der über die Richtfunkverbindung von der Lomnitzer Spitze gespeist wird. Die Parabolspiegel der Empfänger der DT11-Anlage sind sichtbar

Technische Daten

Netzspannung 220 V ± 5%. Trägerfrequenz 8100 ··· 8500 MHz.

Reichweite

a) Bei 100 mW vom Klystron abgegebener Leistung und 1 m Durchmesser der Antenne beträgt die Reichweite für 41 dB Rauschabstand (d. h. Verhältnis der Spannung Spitze-Spitze des Bildsignals zum Effektivwert der Störspannung) 20 km, wobei 7 dB als Reserve zum Schwundausgleich zur Verfügung bleiben.

b) Bei 100 mW Klystronleistung und 1,7 m Antennendurchmesser oder 750 mW Klystronleistung und 1 m Antennendurchmesser und für einen Rauschabstand von 41 dB beträgt die Reichweite 35 km mit etwa 12 dB Reserve zum Schwundausgleich.

c) Bei 750 mW Klystronleistung und 1,7 m Antennendurchmesser und für 41 dB Rauschabstand ist die Reichweite 60 km mit etwa 16 dB Reserve zum Schwundausgleich.

Die Anstiegzeit eines idealen Impulses ist geringer als 75 ns.

Die Bildeingangsspannung beträgt 1 ··· 2 V_{ss} an 75 Ω, die Ausgangsspannung 1 V_{ss} an 75 Ω.

Die Toneingangsspannung beträgt 0,8 ··· 3,2 V_{eff} an 200 Ω symmetrisch, die Ausgangsspannung 1,55 V_{eff} an 200 Ω symmetrisch.

Rauschabstand

a) Für den Bildkanal mindestens 41 dB (definiert als Verhältnis der Bildspannung Spitze zu Spitze zum Effektivwert der Störspannung) bei Nenndistanz.

b) Für den Tonkanal mindestens 52 dB bei 1000 Hz und 47 dB bei 50 Hz.

Übersprechen vom Bildkanal in den Tonkanal und umgekehrt ist bereits in den obigen Ziffern inbegriffen.

Die nichtlineare Verzerrung des Tonkanals beträgt 1%; die Breite des Übertragungsbandes 30 Hz ··· 15 kHz/3 dB.

Sender

Sendeleistung 750 mW oder 1000 mW, durch Umschalten der Speisespannung.

Hilfsträger des Tonkanals 8,5 MHz mit ± 75 kHz Hub.

Kontrollausgänge des Senders: Bild 1 V_{ss} an 75 Ω, Ton 50 mW, 12 Ω.

Genauigkeit der Frequenzmessung mit dem eingebauten Wellenmesser 0,05%. (Der Frequenzhub kann mit 10% Genauigkeit abgelesen werden.)

Leistungsaufnahme etwa 400 W für 750 mW Sendeleistung.

Empfänger

Zwischenfrequenz 130 MHz, Bandbreite 23 MHz/3 dB.

Kontrollausgänge des Empfängers: Bild 1 V_{ss} an 75 Ω, Ton 40 mW, 12 Ω.

Genauigkeit der Frequenzmessung mit dem eingebauten Wellenmesser 0,05%.

Leistungsaufnahme etwa 320 W.

Abmessungen und Gewichte

Abmessungen der Gehäuse: 300 × 200 × 500 mm.

Gewichte: Sender 20 kp, Speiseteil des Senders 22 kp, Empfänger 21 kp, Speiseteil des Empfängers 21 kp. Parabolspiegelantenne mit 1 m Durchmesser einschließlich Befestigungsstrebe 6,5 kp, Ständer einschließlich des Drehkopfes 26 kp. Mindesthöhe des zusammengelegten Ständers etwa 130 cm, höchstens 170 cm. Kabeltrommel für 60 m Kabel 10 kp.

Richtverbindung DT 11 für das 6-cm-Band

Dieses Gerät ist zum Aufbau von vorwiegend ortsfesten Fernsehretranslationsstrecken bestimmt; es gestattet die Übertragung von Schwarz-Weiß-Fernsehsignalen nach der CCIR oder OIR Norm, gegebenenfalls auch nach Normen mit geringerer Zeilenzahl. Die größte Übertragungsweite beträgt bei optischer Sicht 100 km.

Die Anlage setzt sich aus folgenden Teilen zusammen: Empfänger, Sender, die zugehörigen Netzgeräte, Hohlleiterstrecken, Parabolspiegel mit 3 m Durchmesser sowie weitere Hilfseinrichtungen zur Messung und Komplettierung.

Der Sender besteht aus einem Modulationsverstärker, der das Eingangsvideosignal verstärkt und verarbeitet. Mit dem verstärkten Signal wird die Triftröhre, ein Leistungsreflexklystron Typ 211 SR 51 moduliert. Die vom Klystron gelieferte Ausgangsleistung gelangt über zur Linearisierung dienende Kreise und eine Hohlleiterstrecke zur Antenne. Ein eigener Kontrollverstärker ermöglicht eine direkte Überwachung der Qualität des ausgesendeten HF-Signals. Im Empfänger wird das eintreffende Signal in einer symmetrischen Mischstufe einer von einem Klystronoszillator gelieferten Hilfsfrequenz überlagert und in dem Zwischenfrequenzverstärker mit einer Bandmittenfrequenz von 105 MHz und 28 MHz Bandbreite verstärkt.

Zur Demodulierung der Zwischenfrequenz dient eine linearisierte Breitbanddiskriminatorschaltung mit nachfolgendem Videoverstärker. Eine automatische Nachstimmeinrichtung sorgt für die Einhaltung der Abstimmfrequenz des Empfängers. Durch Schwundeffekte verursachte Pegelschwankungen werden durch selbsttätigen Schwundausgleich mit progressiver Wirkung ausgeglichen.

Der konstruktive Aufbau wurde derart gewählt, daß die Anlage auch unter sehr schwierigen Witterungsbedingungen eingesetzt werden kann, so z. B. beim Aufbau provisorischer Verbindungen und dergleichen. Sender und Empfänger sind daher hermetisch abgedichtet. Die zur Kühlung des Senders erforderliche Luft zirkuliert in einem geschlossenen Kreislauf. Die Antennenanlage hält Windgeschwindigkeiten von 160 km/Stunde stand.

Die Werte des Rauschhintergrundes entsprechen den Empfehlungen des CCIR für einen Einheitskreis von 280 km.

Für eine Umkehrung der Verbindung oder zur eventuellen Anschaltung von Reservegeräten steht ein Hohlleiterumschalter mit vier Richtungen und 0,2/55 dB Dämpfung zur Verfügung.

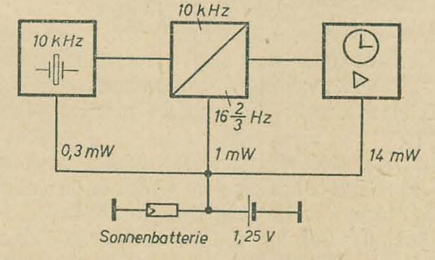
Mit freundlicher Genehmigung der tschechoslowakischen Zeitschrift KOVOEXPORT

Wichtigste Daten der Anlage DT 11

Frequenzband: 4400 ··· 5000 MHz
Sendeleistung: mindestens 1 W
Modulation: FM am Klystron
Zwischenfrequenz: 105 MHz
Zwischenfrequenzbandbreite: 27 MHz
Frequenzstabilität: $1 \cdot 10^{-4}$
Größter Frequenzhub: 10 MHz
Videoeingangsspannung: 1 V_{ss} an 75 Ω
Regelbereich: + 14 ··· — 10 dB
Ausgangsspannung: 1 V_{ss} an 75 Ω
Anstiegzeit: < 75 ns
Speisung: 220 V, einphasig ± 5%, 50 Hz
Durchmesser der Antennenparabolspiegel: 3 m
Gewinn des Antennensystems: 40 dB
Gesamtgewicht der Anlage einschließlich Antennen — etwa: 800 kp
Gesamte Leistungsaufnahme der Anlage etwa: 1,4 kVA

Neue Transistor-Quarzuhr

Die Schweizer Firma Patek Philippe entwickelte eine Transistor-Quarzuhr mit den Abmessungen von 134 × 94 × 66 mm. Das Gesamtvolumen dieser Quarzuhr einschließlich des für eine Gangreserve von 70 Stunden notwendigen Akkus beträgt mit den erwähnten Abmessungen 830 cm³. Bei einer Speisespannung von 1,25 V verbraucht diese Uhr etwa 15 mW. Sie kann mit der Spannung eines Thermogenerators oder aus einer Sonnenbatterie gespeist werden. Das nebenstehende Bild zeigt das Prinzip der Quarzuhr. Sie besteht aus einem Quarzoszillator, einem Frequenzteiler und dem Zeitwerk mit Leistungsverstärker. Der Quarzoszillator gestattet bei ausgeglichenem Temperatureinfluß zwischen 0° und 50° eine Genauigkeit von $\pm 1 \cdot 10^{-6}$. Die 10-kHz-Ausgangsfrequenz wird am Frequenzteiler um den Faktor 600 untersetzt, so daß die Uhr mit $16^2/_3$ Hz betrieben wird. Der für diese Uhr speziell entwickelte Synchronmotor hat einen Durchmesser von 20 mm und eine Länge von 34 mm. Er benötigt dabei nur sehr geringe Spannungen (bis max. 5 V). Die gesamte Transistorschaltung besteht aus 16 Transistoren. Das Zifferblatt des Sekundenzeigers besitzt eine besondere schwarze Marke mit weißer Unterbrechung, um eine genaue Ablesung des Sekundenzeigers zu erleichtern.



Blockschaltbild der Transistor-Quarzuhr

Dr. F. PAHL

Kopplungswiderstand von geschirmten Leitungen

In der Praxis kommen bisweilen Fälle vor, wo Studioanlagen durch Hochfrequenz störend beeinflußt werden. Die Störung tritt als Übersprechen auf, und die Ursachen sind gewöhnlich die unzweckmäßige Erdung und die zu geringe hochfrequente Störfestigkeit der Anlage. Die Ausführungen sollen dem Praktiker einen Einblick in einen Teil dieser Probleme vermitteln.

Die Hochfrequenzbeeinflussung von Studioanlagen

Bei der Errichtung von Studioanlagen zeigte die Praxis, daß bis vor wenigen Jahren die Schirmwirkung geschirmter Leitungen ausreichte. Als Schirme sind der Cu-Geflechtschirm und die Folie bekannt, wobei die geschirmten Leitungen jeweils nur einen Schirm besaßen. So wurden z. B. für feste Verlegungen und Gestellverdrahtungen vorzugsweise die Leitungen LSUL (C) Y 2×0,8 mm und LSUL (St) UL 2×0,8 mm benutzt.

Mit steigender Feldstärke der Rundfunksender und bei Studioanlagen, die sich in der Nähe von Rundfunksendern befinden, ergaben sich auch Fälle, wo die Schirmdämpfung dieser Leitungen nicht mehr ausreichte. In besonderem Maße ist dies der Fall, wenn sich niederfrequente Meß- und Modulationsübergabe-Einrichtungen beim Rundfunksender befinden und hier hohen Feldstärken bis zu 20 V/m ausgesetzt sind.

Der physikalische Vorgang des Eindringens von HF-Störspannungen in die geschirmte Leitung wird später beschrieben. Zunächst wird der Fall behandelt, bei dem dieser Vorgang bereits vollzogen ist. Je nach Größe der Unsymmetrie der Scheinwiderstände zwischen Ader und Schirm besteht zwischen diesen eine unsymmetrische Hochfrequenzspannung. Da der Schirm mit der 0-Volt-Leitung des nachfolgenden Verstärkers verbunden ist, kann eine unsymmetrische Hochfrequenzspannung infolge zu geringer Hochfrequenzstörfestigkeit des Verstärkers an das Gitter der ersten Röhre gelangen, wo eine Demodulation erfolgen und eine Störung der Studioanlage eintreten kann.

Maßgebend für die Beeinflussung ist die hochfrequente Störfestigkeit des Verstärkers gegen Hochfrequenzspannung, bezogen auf seinen Eingang. Sie ist definiert als das Verhältnis von angelegter HF-Spannung zur auftretenden Spannung der Modulationsfrequenz ($f = 3$ kHz, $m = 0{,}7$). Hieraus leitet sich die zulässige unsymmetrische Hochfrequenzspannung am Eingang eines Verstärkers ab als diejenige Spannung, die dem Verstärker am Eingang zugeführt werden muß, um an seinem Ausgang einen Pegel gleich dem Fremdpegel des Verstärkers zu erreichen (Selektivmessung). Die Störfestigkeit von Studiogeräten im Strahlungsfeld soll als genügend hoch angenommen werden, so daß hiervon kein Anteil von Störspannungen zu erwarten ist. In der Praxis ist diese Annahme meistens erfüllt.

Ein Meßverfahren, das zur Messung der Störfestigkeit gegen hochfrequente Eingangsspannung entwickelt wurde, zeigte, daß die Größe der zulässigen Hochfrequenzspannung bei Verstärkern im Bereich von 0,1···20 MHz recht unterschiedlich ist. Sie ist frequenzabhängig und liegt zwischen 30 mV und etwa 10^4 mV. Diese Zahlenangaben gelten für Verstärker mit Eingangsübertrager. Verstärker mit unsymmetrischem Eingang besitzen eine wesentlich geringere Störfestigkeit.

Eine Störung durch Demodulation im Verstärker tritt immer dann ein, wenn seine HF-Störfestigkeit kleiner als die unsymmetrische Hochfrequenzspannung an seinem Eingang ist. Beispielsweise läßt sich eine Störspannung von etwa 300 mV leicht erzeugen, wenn eine 60 m lange Leitung mit Folieabschirmung in einem Vertikalfeld von 800 mV/m bei 1 MHz in Senderrichtung ausgelegt wird. Die nach dem Meßverfahren und mit Hilfe einer im HF-Feld ausgelegten Leitung gemessenen bzw. beobachteten Störfestigkeit von Verstärkern stimmen recht gut überein, so daß eine einfache Prüfung auf Hochfrequenzbeeinflussung bei einer Zusammenschaltung von geschirmter Leitung (max. Länge) mit einem Verstärker zu empfehlen ist.

Die hier behandelten Fragen der Hochfrequenzbeeinflussung sind durch die Erhöhung der HF-Störfestigkeit von Verstärkern lösbar. Es ist heute kein Problem mehr, zulässige HF-Störspannungen von 1··· 10 V zu erreichen.

Weiterhin kann die HF-Störfestigkeit einer Studioanlage durch eine Erhöhung der Schirmwirkung (oder Erniedrigung des Kopplungswiderstandes) von geschirmten Leitungen verbessert werden. Die letzte Maßnahme soll Gegenstand der folgenden Betrachtungen sein.

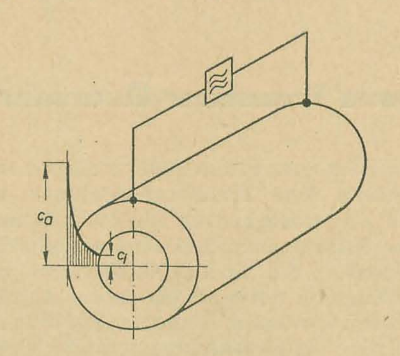


Bild 1: Stromverteilung im Schirm

Kopplungswiderstand

Zum weiteren Verständnis soll kurz der physikalische Vorgang des Eindringens von hochfrequenten Störspannungen in die geschirmte Leitung betrachtet werden.

Befindet sich eine geschirmte Leitung im Feld eines Senders, so wirkt in axialer Richtung der Leitung die Horizontalfeldstärke des Senders $\mathfrak{E}_h$. Diese erzeugt einen Störstrom $\mathfrak{J}$. Infolge der Stromverdrängung nimmt nach Bild 1 die Stromdichte c innerhalb der Dicke des Schirmes von außen nach innen ab [1].

Der Störstrom längs des Schirmes ist:

$$\mathfrak{J} = \frac{\mathfrak{E}_h}{\mathfrak{R}}, \qquad (1)$$

wobei $\mathfrak{R}$ seinen Scheinwiderstand darstellt. Infolge der Stromverdrängung herrscht im Inneren der geschirmten Leitung eine axiale Feldstärke $\mathfrak{E}_i$; wobei $\mathfrak{E}_i < \mathfrak{E}_h$ ist. Mit $\mathfrak{E}_i$ läßt sich wieder eine Beziehung zu $\mathfrak{J}$ finden, wenn statt $\mathfrak{R}$ ein Proportionalitätsfaktor $\mathfrak{R}_k$ in der Dimension eines Widerstandes eingeführt wird. Es ist:

$$\mathfrak{J} = \frac{\mathfrak{E}_i}{\mathfrak{R}_k}. \qquad (2)$$

Dann folgt:

$$\frac{\mathfrak{E}_h}{\mathfrak{E}_i} = \frac{\mathfrak{R}}{\mathfrak{R}_k}. \qquad (3)$$

Das Verhältnis von $\frac{\mathfrak{E}_h}{\mathfrak{E}_i}$ ist die Schirmwirkung des Schirmes.

Werden die Betrachtungen auf eine Leitungslänge von 1 m bezogen, so folgt aus Gleichung (2):

$$\mathfrak{R}_k = \frac{\mathfrak{U}_i}{\mathfrak{J}}. \qquad (4)$$

$\mathfrak{R}_k$ ist der Kopplungswiderstand und nach Wild [2] als das Verhältnis der in den Kreis Leiter—Innenseite des Schirmes eingedrungenen Stör-EMK $\mathfrak{U}_i$ zu dem über den Schirm fließenden Störstrom $\mathfrak{J}$ definiert. Aus der Definition nach Gleichung (4) wird auch die Messung des Kopplungswiderstandes abgeleitet.

Wird der Kopplungswiderstand in 10^{-3} Ohm/m angegeben, so gibt sein Zahlenwert direkt die Störspannung in μV an, wenn ein Störstrom von 1 mA über den Schirm fließt.

Der Kopplungswiderstand ist vom inneren Aufbau der Leitung völlig unabhängig.

Nach (3) ist die Schirmwirkung $= \frac{\mathfrak{R}_k}{\mathfrak{R}}$.

Für gleiche Scheinwiderstände mehrerer Schirme gibt also der Kopplungswiderstand direkt das Verhältnis der Schirmwirkung an.

Die Größenordnung des Kopplungswiderstandes liegt für sehr gute Werte bei $< 0{,}10 \cdot 10^{-3}$ Ohm/m und für schlechte Werte bei $> 100 \cdot 10^{-3}$ Ohm/m.

Messung des Kopplungswiderstandes

Bevor auf das Verhalten des Kopplungswiderstandes bei verschiedenartigen Schirmen in Abhängigkeit von der Frequenz eingegangen wird, soll zuerst die Messung des Kopplungswiderstandes behandelt werden.

In der Literatur sind mehrere Meßverfahren und Apparaturen zu finden. Nach

Wild [2] wird die Messung durch eine Strom- und Spannungsmessung vorgenommen. Diese Methode ist bis etwa 30 MHz anwendbar. Ochem [1] beschreibt eine Meßmethode, bei der die Strommessung im Schirm durch eine Ringspule erfolgt, die über den Schirm geschoben ist. Diese Anordnung bringt keine Fälschung des Meßergebnisses durch Störströme, die über einen der Abschirmung dienenden rohrförmigen Rückleiter abfließen können. Die Spannung $\mathfrak{U}_l$ wird nicht absolut gemessen, sondern sie wird mit der Spannung der Ringspule verglichen, wobei diese Spannung mittels einer Hochfrequenzeichleitung gedämpft wird.

Trennung der Punkte für die Stromeinspeisung und der Spannungsmessung entsprechend Bild 3.

Mit der gleichen Apparatur kann auch der Scheinwiderstand des Schirmes gemessen werden, wozu an der Verbindungsseite von Leiter zu Schirm der Leiter unmittelbar mit dem Stromspeisepunkt zu verbinden ist.

Empfehlenswert ist es, die Messung bei Verwendung einer neuen Apparatur zuerst mit Leitungen mit niedrigem Kopplungswiderstand zu beginnen, da im anderen Falle die Werte vom Kopplungswiderstand und vom Scheinwiderstand des Schirmes nur wenig voneinander abweichen.

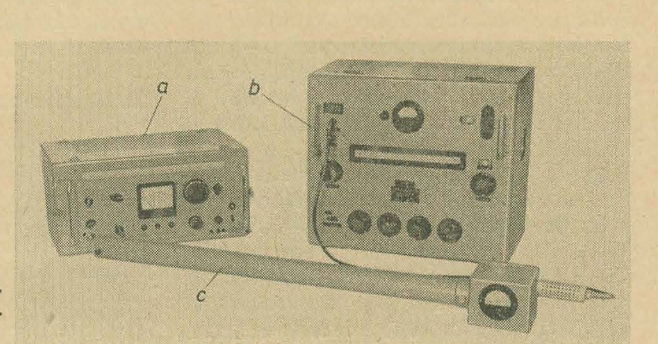


Bild 2: Meßeinrichtung, a) Selektionsröhrenvoltmeter, b) Meßsender und c) Abschirmrohr mit Prüfling und Strommesser

Auf andere Meßverfahren soll nicht weiter eingegangen werden. Sie unterscheiden sich durch die obere Frequenzgrenze, der Meßgenauigkeit und der Art der Meßgeräte. Zu beachten ist, daß der Strom $\mathfrak{J}$ quasistationär sein muß. Bei einer Länge des Prüflings von 1 m liegt die obere Frequenzgrenze bei etwa 30 MHz. Ein Z-Abschluß ist bei den angegebenen Daten nicht erforderlich.

Die später angeführten Meßergebnisse wurden mit einer Meßapparatur nach Bild 2 gewonnen. Sie arbeitet nach der Methode von Wild.

An Meßgeräten werden benötigt:

1 Hochfrequenzgenerator, z. B. Typ 2001, Funkwerk Erfurt,

1 selektives Röhrenvoltmeter, z. B. Rel 30 317d von Siemens oder USVH von Rhode und Schwarz,

1 Drehspulinstrument mit Thermoumformer 25 ··· 150 mA.

Bild 3 zeigt die Prinzipschaltung der Meßapparatur.

Als Folge äußerst sorgfältiger Abschirmung können Kopplungswiderstände von 25 μOhm/m ··· 155 Ohm/m bis 20 MHz gemessen werden, wobei symmetrische Leitungen als Koaxleitung zu messen sind. Der Meßfehler beträgt $\leqq$ 15%. Ein Vergleich mit einer anderen Meßapparatur ergab für einen gemeinsamen gemessenen Prüfling Abweichungen von nur 5 ··· 13%.

Um zu vermeiden, daß anstelle des Kopplungswiderstandes der Schirmwiderstand gemessen wird, sind nachstehende Hinweise zu beachten.

Der Störstrom (etwa 100 mA) muß dem Prüfling auf der Außenseite des Schirmes zugeführt werden. Dies wird verwirklicht, indem der Prüfling durch Metallbacken von außen gefaßt wird. Weiter erfolgt eine

Grundsätzliches Verhalten von Metallrohren, Einfach- sowie Doppelschirmen

Zunächst erscheint es zweckmäßig, auf das grundsätzliche Verhalten der angeführten Abschirmungen einzugehen.

Ochem zeigte, daß der Kopplungswiderstand von Metallrohren auch rechnerisch zu ermitteln ist. Die Gleichung dafür lautet:

$$|\mathfrak{R}_k| = R \cdot \frac{j \cdot K \cdot d}{\sinh j\, Kd},$$

wobei R der Gleichstromwiderstand des Metallrohres und K ein Faktor ist, der auch unter anderem die Frequenz enthält. Der rechte Faktor ist stark frequenzabhängig und nimmt mit zunehmender Frequenz stark ab, womit der Kopplungswiderstand einen Verlauf nach Kurve 1 im Bild 4 nimmt. Damit besitzt ein Metallrohr eine mit der Frequenz erheblich ansteigende Schirmwirkung.

Ein gänzlich anderes Verhalten hinsichtlich des Kopplungswiderstandes besitzt der Einfachgeflechtschirm. Den grundsätzlichen Verlauf zeigt Kurve 2 im Bild 4. Der Kopplungswiderstand bleibt bis etwa 1 MHz konstant, um dann frequenzproportional anzusteigen. Bei Alu-Schirmung entfällt der konstante Bereich des Kopplungswiderstandes zwischen 0,1 und 1 MHz. Der Kopplungswiderstand steigt stetig mit der Frequenz an (Bild 5, Kurve 1).

Nach Krügel [3] ist der frequenzproportionale Anstieg des Kopplungswiderstandes auf eine erst bei höheren Frequenzen wirksame Induktivität des Geflechtes L_s zurückzuführen. Diese Induktivität ist von verschiedenen Einflüssen abhängig:

a) Ein kleiner Geflechtswinkel ψ verursacht eine große Geflechtsinduktivität L_s. Es ist $L_s \sim \cot^2 \psi$.
Eine Vergrößerung des Geflechtswinkels von 30° auf 60° verkleinert L_s im Verhältnis 10 : 1. Dies bedeutet wiederum, daß auf der Kurve 2 der Punkt $R_k > R_-$ von 1 MHz nach 10 MHz rücken würde.

b) Die Größe der Induktivität ist umgekehrt proportional der optischen Bedeckung.

c) Eine hohe Spulenzahl der Maschine und große Drahtstärke vermindern die Induktivität.

Krügel [4] gibt bei $\psi = 60°$ für eine Vergrößerung der Drahtstärke von 0,2 mm Durchmesser eine Verringerung von L_s um fast eine Zehnerpotenz an.

Ein noch geringerer Kopplungswiderstand und damit bessere Schirmwirkung lassen sich mit Doppelschirmen erzielen. Hierunter fallen die Doppelgeflechtschirme und die Doppelreusenabschirmung. Bei der ersten Schirmung sind zwei Cu-Geflechte voneinander isoliert vorgesehen.

Bei der Reuse sind nun nicht die beiden Wicklungen (Links- und Rechtsdrall) miteinander verflochten, sondern unmittelbar übereinander gewickelt. Jede Teilwicklung (Links- oder Rechtsdrall) besteht dabei aus einer Anzahl paralleler Drähte, die so gewickelt werden, daß eine lückenlose Drahtlage entsteht. Die Doppelreuse besteht aus zwei voneinander isolierten Reusen.

Im Bild 4, Kurve 3, ist der grundsätzliche Verlauf eines Doppelgeflechtschirmes nach Krügel [4] gezeigt. Ausgehend von 0 Hz erreicht der Kopplungswiderstand bei etwa 2 MHz sein Minimum, um dann wieder frequenzproportional anzusteigen (Kurve 2, Bild 4). Der Abfall der Kurve besitzt Ähnlichkeit mit dem Verlauf nach Kurve 1. Für die tieferen Frequenzen verhält sich eine solche Doppelschirmung an-

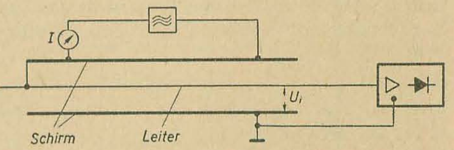


Bild 3: Prinzipschaltung der Meßeinrichtung

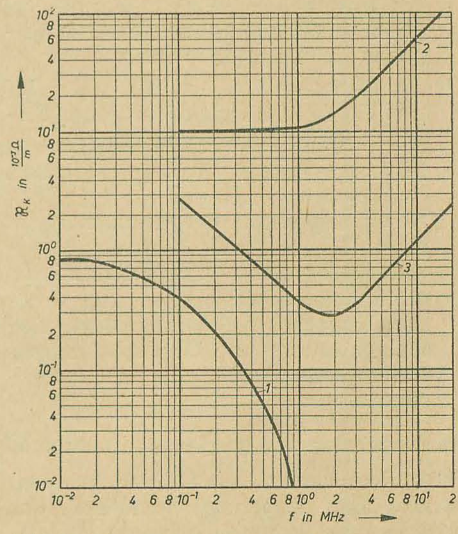


Bild 4: Abhängigkeit des Kopplungswiderstandes von der Frequenz, Kurve 1 gilt für Metallrohre, Kurve 2 für Einfachschirme und Kurve 3 für Doppelschirme

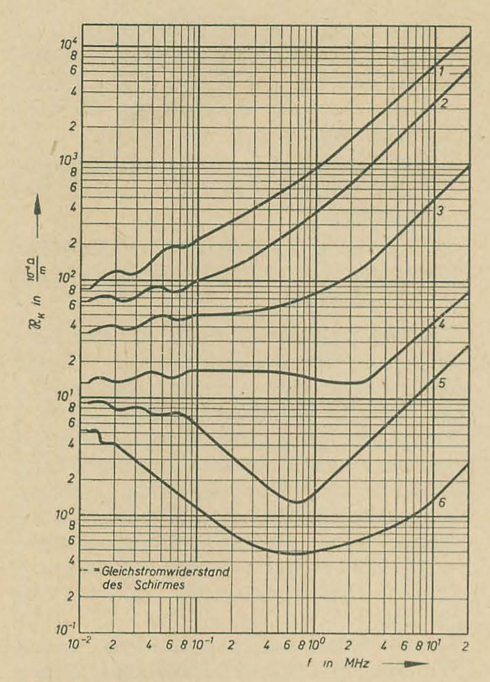


Bild 5: Abhängigkeit des Kopplungswiderstandes der Leitungen 1 ··· 6 von der Frequenz

nähernd wie ein Metallrohr, während für die höheren Frequenzen wieder eine Induktivität L_{res} den Verlauf des Kopplungswiderstandes bestimmt. Nach Angaben von Krügel setzt sich L_{res} für höhere Frequenzen wie folgt zusammen:

$$\mathfrak{R}_k = j \cdot \omega \cdot L_{res} = j \cdot \omega \cdot \frac{L_{s1} \cdot L_{s2}}{L_{sp}}.$$

Für Doppelschirme gilt also für L_s das gleiche wie für Einfachschirme. Die Spaltinduktivität L_{sp} beruht auf dem magnetischen Feld des Stromes im Innenschirm.

Nach Ochem ist $L_{sp} \sim \ln \frac{d_a}{d_i}$, wobei d_a die lichte Weite des Außenschirmes und d_i der Außendurchmesser des Innenschirmes ist.

Aus Messungen von Einzelschirmen lassen sich L_{s1} und L_{s2} berechnen, sowie L_{sp} aus einer R_k-Messung.

Ein Vergleich der Kurven 1 ··· 3 zeigt:

a) für Metallrohre ist $\mathfrak{R}_k < R_-$; $\mathfrak{R}_k$ erreicht in Abhängigkeit von der Frequenz die kleinsten Werte,
b) für Einfachschirme ist $\mathfrak{R}_k \geqq R_-$; $\mathfrak{R}_k$ erreicht in Abhängigkeit von der Frequenz die größten Werte, und
c) bei Doppelschirmen liegt das Verhalten von $\mathfrak{R}_k$ zwischen a) und b);
   für einen gewissen Frequenzbereich ist $\mathfrak{R}_k < R_-$;
   außerhalb dieses Frequenzbereiches gilt $\mathfrak{R}_k > R_-$ [wie b)];
   der Kopplungswiderstand liegt vielfach um mehrere Größenordnungen unter den Werten für Einfachgeflechte.

Meßergebnisse von geschirmten Leitungen

Mit der beschriebenen Meßapparatur wurde der Kopplungswiderstand von einigen geschirmten Leitungen gemessen. Der Meßbereich erstreckte sich von 0,1 ··· 20 MHz, wobei die Länge des Prüflings 1 m betrug.

Es wurden gemessen:

Leitung 1: LSUL (St) UL mit Beidraht, 3 mm,
Leitung 2: LSUL (St) UL mit Beidraht, 6 mm,
Leitung 3: LSY (C)Y mit Beidraht,
Leitung 4: LiSUL (C)UL mit Beilitze,
(Leitungen 1 bis 4: Einfachschirmung)
Leitung 5: Importleitung mit Reusenabschirmung, Doppelschirmung,
Leitung 6: Leitung mit Doppelgeflechtschirm, 7 mm, Neuentwicklung.

Bild 5 zeigt den Verlauf des Kopplungswiderstandes für die Leitungen 1 ··· 6. Die Werte für den Gleichstromwiderstand des Schirmes sind ebenfalls vermerkt.

Die Meßergebnisse der Kurven 1 ··· 4 aus Bild 5 zeigen für die Einfachschirme eine gleiche Tendenz wie Kurve 2 im Bild 4, während die Kurven 5 und 6 mit Kurve 3 im Bild 4 übereinstimmen.

Entsprechend Bild 5 überwiegt bei Alu-Schirmung die Induktivität stärker als beim Cu-Geflecht. Die Ursache ist in der Wendelung der Alu-Folie zu suchen.

Die Leitung 4 stellt eine Spezialleitung dar, die das Kabelwerk Niederoderwitz vor Jahren für die Ausrüstung von Rundfunkübertragungswagen hergestellt hat. Sie zeichnet sich durch einen sehr niedrigen Kopplungswiderstand aus.

Der Kurvenverlauf der Leitung 3 stellt den Kopplungswiderstand eines durchschnittlichen Cu-Einfachgeflechtes dar. Aus den angegebenen Gleichstromwiderständen kann der Praktiker für Einfachschirme entsprechend Bild 5 gewisse Rückschlüsse auf den Kopplungswiderstand ziehen, und zwar für den Fall, daß keine Meßapparatur zur Verfügung steht.

Eine wesentliche Verringerung des Kopplungswiderstandes wurde mit den Leitungen 5 und 6 erreicht. Die Leitung stellt eine Neuentwicklung dar. Praktisch dürften ihre Kopplungswiderstände zwischen den Werten der Kurve 5 und 6 liegen. Für die Kurve 6 liegt der Bereich $\mathfrak{R}_k \leqq R_-$ zwischen 0 ··· 40 MHz und ist damit sehr breit!

Die Schirmwirkung der Leitung 6 ist bei $\geqq$ 1 MHz etwa 34 dB, während die von Leitung 2 nur wenige dB beträgt.

Diese Zahlen bestätigen die Verbesserung der Schirmung und damit die Verringerung der hochfrequenten Störspannung am Eingang eines nachfolgenden Verstärkers um den Faktor 50.

Für die Montage ist zu beachten, daß an beiden Enden sämtliche Schirmungen parallel zu schalten sind. Bei der Reusenschirmung können einzelne Drähte der Schirmung besonders leicht abbrechen. Das muß unbedingt vermieden werden. Es empfiehlt sich deshalb, das Abisolieren mit einem elektrischen Abbrenngerät vorzunehmen.

Die doppelgeschirmten Leitungen schließen eine wesentliche Lücke in der Anlagentechnik und erfüllen eine Voraussetzung, um anlagentechnische Probleme der Hochfrequenzbeeinflussung überhaupt lösen zu können.

Zusammenfassung

Nach einleitenden Ausführungen über die hochfrequente Beeinflussung von niederfrequenten Verstärkereinrichtungen werden Betrachtungen an einem Glied dieser Kette — den geschirmten Leitungen — vorgenommen.

Nach einer Erklärung des Kopplungswiderstandes wird auf die Messung dieser Größe eingegangen und eine Meßapparatur beschrieben. Das grundsätzliche Verhalten von Metallrohren, Einfach- und Doppelschirmen zeigen Kurven und eigene Messungen des Kopplungswiderstandes an einigen Leitungen. Die Überlegenheit von Leitungen mit Doppelschirmen gegenüber solchen mit einfachem Schirm wird an Kurven erläutert. Die angeführten Meßergebnisse einer neu entwickelten HF-dichten Leitung zeigen, daß diese Leitung zweifellos eine Bereicherung für die Anlagentechnik ist.

Literatur

[1] Ochem: Der Kopplungswiderstand koaxialer Leitungen
[2] Wild: VDE 0886
[3] Krügel: Abschirmwirkung von Außenleitern flexibler Koaxialkabel, Telefunkenzeitung 4 (1956) S. 114
[4] Krügel: Mehrfachschirmung flexibler Koaxkabel, Telefunkenzeitung (1957) S. 117

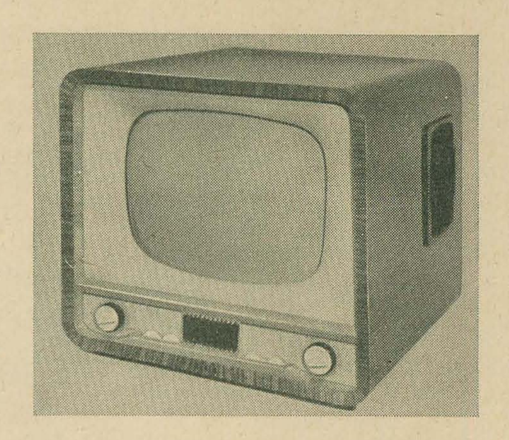
NEUE STANDARDS

Anordnung Nr. 76. Aufhebung der Rechtsverbindlichkeit von Standards verkündet im Gesetzblatt der DDR Teil II, Nr. 28, Ausgabetag 28. 11. 1959

Art	Nummer	Ausgabe	Gruppe	Titel des Standards	Registernummer	Verbindlichkeitserklärung veröffentlicht
1	2	3	4	5	6	7
DK 621.396.699.22				Röhrensockel und -fassungen für Rundfunkgerät		
TGL	3057	3.57	366	Elektrische Lampen und Röhren; Kontaktstück A für Röhrensockel	3057	AO Nr. 48 v. 15. 3. 1957 (GBl. II S. 136)

Ing. ALFONS ZIMMERMANN

Der tschechoslowakische TV-Empfänger „Astra"



Unsere Fachgeschäfte bieten seit einiger Zeit den TESLA-Fernsehempfänger „Astra" Typ 4206 U-9 an. Im folgenden bringen wir eine ausführliche Beschreibung dieses Gerätes, der die umfangreiche Reparaturanleitung sowie die Erfahrungen und Meßwerte von zwei überprüften Exemplaren zugrunde liegen.

Allgemeine konstruktive Merkmale

Das Fernsehgerät „Astra" weist verschiedene konstruktive Merkmale auf, die besonders die Belange der Betriebssicherheit berücksichtigen. Dies drückt sich neben der Verdrahtung auch in verschiedenen Verdrosselungen und Abschirmungen und der Empfindlichkeitsreserve aus.

Alle wichtigen Regelorgane wurden so angeordnet, daß sie von vorn zugänglich sind. Zu erwähnen ist auch die eingebaute auf Band III abgestimmte drehbare Antenne. Der auf einer drehbaren Scheibe angeordnete konische Dipol ist mit einem Drehkondensator und einer Leitung fein abstimmbar.

Der zweite Lautsprecher (Hochtonabstrahlung) befindet sich an der Frontseite des Gerätes, so daß durch die vorwiegend bei den hohen Frequenzen vorhandene Richtcharakteristik der gesamte Schalleindruck von vorn wahrgenommen wird.

Der Ausbau des Chassis wird nach entfernter Rückwand durch die Lösung von vier Schrauben möglich. Die gesamte Frontplatte mit Hochtonlautsprecher sowie allen Bedienungsknöpfen bilden eine Einheit mit dem Chassis, so daß keine Lösung der Bedienungsknöpfe notwendig wird. Das horizontal angeordnete verhältnismäßig flache Chassis ermöglicht eine gute Zugangsmöglichkeit zu allen Bauelementen (Bilder 1 und 2).

Alle wichtigen Meßpunkte, wie Diodenrichtspannung des Bildgleichrichters, Summenspannung des Ratiodetektors und Meßpunkt zur Nullkontrolle, Regelspannung, Meßpunkt zur Überprüfung des Zeilengenerators und des Amplitudensiebes, Meßpunkt zur Betriebsspannungskontrolle und ein Massepunkt sind in einer Röhrenfassung an der Rückseite des Chassis untergebracht, die mit einem entsprechenden Stecker gut zugänglich ist. Damit entfällt sowohl beim Fertigungsdurchlauf (Prüfdurchlauf) des Gerätes als auch beim Servicedienst das lästige An- und Umklemmen sowie die Schlußgefahr und das Abfallen beim Arbeiten mit Krokodilklemmen.

Beschreibung der Schaltung

In der für das Fernsehgerät „Astra" vorhandenen umfangreichen Reparaturanleitung (leider fehlt eine Positionszeichnung für die einzelnen Bauelemente) befindet sich neben verschiedenen Oszillogrammen, Durchlaßkurven mit Toleranzfeldern und Angaben über Prüfmethoden eine sehr ausführliche Beschreibung der Schaltung. Im nachstehenden sind daher größere Abschnitte dieser Beschreibung mit geringfügigen Korrekturen übernommen und durch die anhand von zwei überprüften Geräten ermittelten Erfahrungen und Meßwerte ergänzt worden:

Eingang (Hochfrequenzverstärker, Mischstufe und Oszillator)

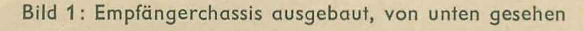
Der für eine symmetrische Energieleitung von 300 Ω angepaßte Antenneneingang ist über Schutzkondensatoren an den Antennen-Symmetriertransformator angeschlossen. Die in den Zuleitungen eingeschalteten Schutzkondensatoren C_1 und C_2, die der Sicherheit wegen mit einer Isolation höherer Durchschlagsfestigkeit versehen sind, dienen zur galvanischen Trennung des Empfängerchassis, das in unmittelbarer Verbindung mit dem Netz ist. Der Eingangskreis des HF-Vorverstärkers, der mit einer PCC 84 ($Rö_1$) arbeitet, ist asymmetrisch 300 Ω, wogegen der Antenneneingang symmetrisch 300 Ω aufweist; die erforderliche Symmetrierung erfolgt deshalb durch Einschalten eines Transformators, der als HF-Leitung, bestehend aus den bifilar angeordneten Wicklungen L_1, L_2 und L_1', L_2', ausgeführt ist.

Der aus L_3 und C_3 zusammengesetzte Kreis ist auf die Zwischenfrequenz des Empfängers abgestimmt und verwehrt störenden Signalen von der Antenne das Eindringen in den Zwischenfrequenzverstärker.

Das Eingangssignal gelangt über den Trennkondensator C_4 an den in Form eines „π"-Gliedes gestalteten abgestimmten Kreis, der in den Gitterkreis des mit geerdeter Katode arbeitenden HF-Verstärkers eingeschaltet ist.

Das erste Triodensystem der $Rö_1$ ist als HF-Verstärker mit geerdeter Katode geschaltet, das zweite Triodensystem arbeitet als Verstärker mit geerdetem Gitter. Durch diese (Kaskoden)-Schaltung wird eine hohe Eingangsempfindlichkeit erreicht. Die beiden Röhrensysteme sind miteinander gekoppelt, und zwar ebenfalls mittels eines „π"-Gliedes, bestehend aus der Anodenkapazität des Eingangstriodensystems, der Katodenkapazität des zweiten Triodenteiles und der Induktivität L_5. Dieser Filterkreis hat eine sehr flache Resonanzkurve und ist annähernd auf die Frequenz 200 MHz abgestimmt. Durch diese Anordnung wird der niedrigere Gewinn des Empfänger-HF-Teiles in den Kanälen höherer Frequenzen ausgeglichen. Die Kondensatoren C_6 und C_5 bilden zusammen mit den Röhrenkapazitäten $C_{g/a}$ und $C_{g/k}$ eine abgeglichene Brücke, die mittels C_5 abgestimmt wird.

Beide Triodensysteme sind in elektrischer Hinsicht identisch und hintereinander geschaltet, so daß an jeder Triode die halbe Speisespannung liegt. Das Gitterpotential des zweiten Triodensystems ist auf das Katodenpotential desselben Systems eingestellt, und zwar mittels des aus R_2 und R_3 bestehenden Spannungsteilers, der durch C_7 blockiert ist. Die erforderliche Gittervorspannung stellt sich automatisch durch Änderung des Potentials der Katode ein, die mit der Anode des ersten Triodensystems über L_5 verbunden ist. Bei dieser Anordnung verursacht jede Änderung der Gittervorspannung des ersten Systems auch eine entsprechende Änderung der Vorspannung im zweiten System, weshalb die Vorspannung zur Empfindlichkeitsregelung über R_1 nur dem Steuergitter des ersten Triodensystems zugeführt wird. Die Vorspannung besteht einerseits aus der durch den Spannungsteiler R_{13}, R_{14} gebildeten festen Komponente und andererseits aus der automatisch veränderlichen von der getasteten Verstärkungsregelung gelieferten Komponente.



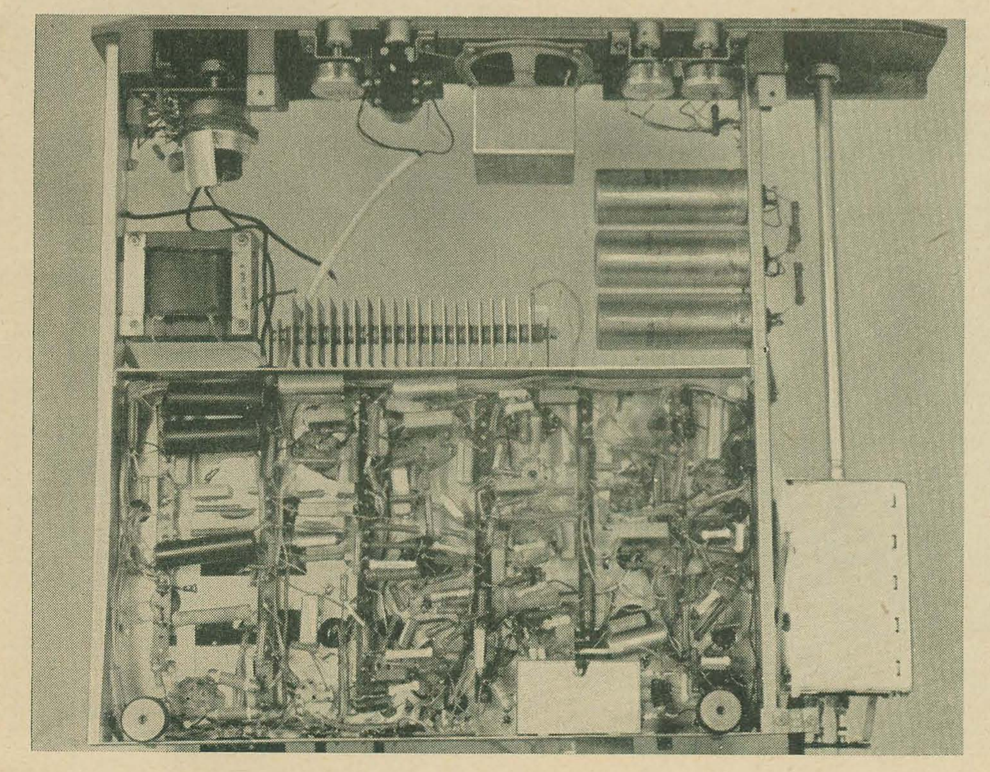


Bild 1: Empfängerchassis ausgebaut, von unten gesehen

Technische Daten

Stromart: Wechselstrom 50 Hz

Netzspannung: 220 V ± 10% und 240 V

Leistungsaufnahme: 220 V — 140 W
240 V — 160 W

Röhrenbestückung:
PCC 84, PCF 82, 2× EF 80, PCF 82, PL 83, EF 80, PABC 80, PL 82, ECC 82, PL 82, ECC 82, PABC 80, PL 81, PY 83, DY 86, ECC 82, MW 43—61

Netzgleichrichter:
Selengleichrichter 220 V 350 mA

Antennenanschluß: 300 Ω symmetrisch

Norm: CCIR Intercarrier

Zwischenfrequenz: Bildträger 38,9 MHz
Tonträger 33,4 MHz

Differenzfrequenz: 5,5 MHz

Empfindlichkeit: Band I ≦ 50 μV
Band III ≦ 100 μV

Empfangsbereiche:
Kanal 5···11 nach CCIR
Kanal 3 nach CCIR
Kanal L Bildtr. 59,25 Tontr. 64,75 MHz
Kanal D Bildtr. 145,25 Tontr. 150,75 MHz

Tonausgang: 1,5 W 800 Hz k = 5%
Lautsprecher
1 dynamischer 200 mm ∅ streufrei Alnico
1 dynamischer 85 mm ∅ Permanentmagnet

Klangfarbe: stetig regelbar

eingebaute Antenne:
gestreckter Dipol für Band III mit Feinabstimmung

Fernbedienung:
Anschluß für Fernbedienungsteil mit Helligkeits- und Lautstärkeregelung

Synchronisation:
für Bild direkt, Integrator
für Zeile Impulsphasenvergleich und Sinusgenerator

Hochspannung: ≈ 14 kV

Bildgröße: 266×349 mm

Ablenkung:
magnetisch durch Niederimpedanzspulen 70°

Gehäuseabmessungen in mm: 543×482×560

Gewicht: 29 kp ohne Verpackung

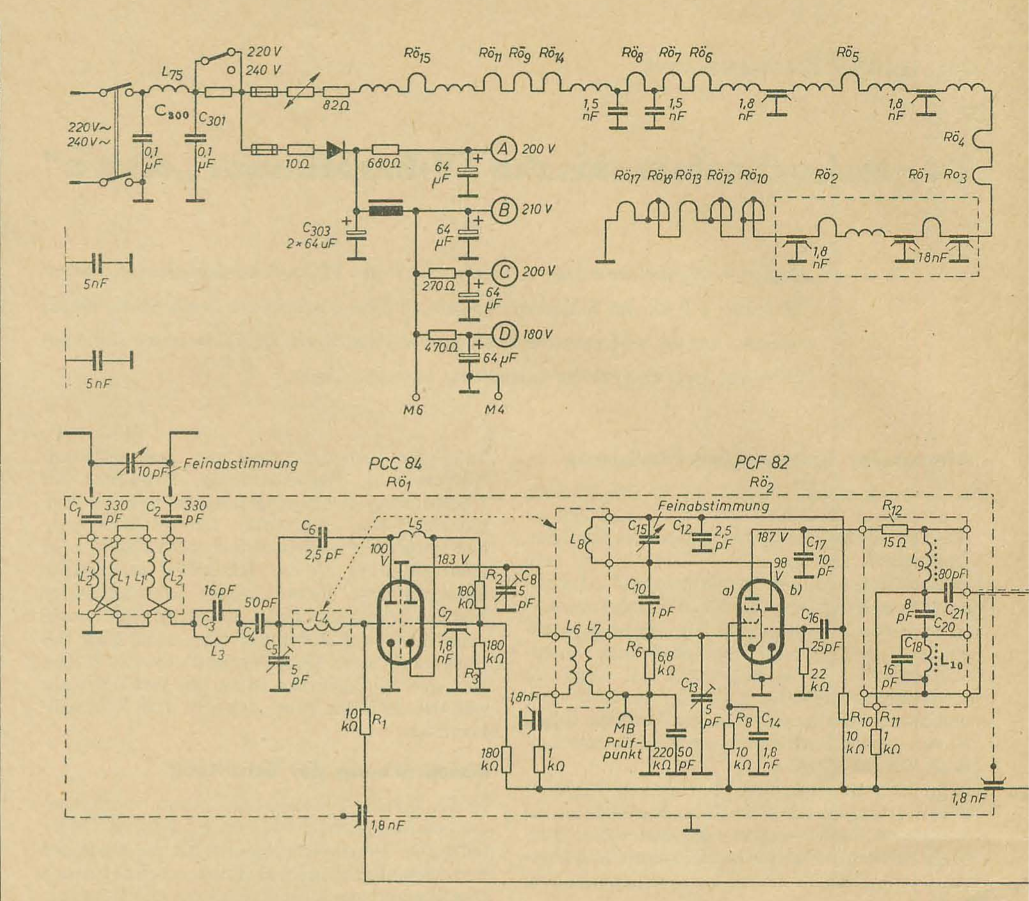


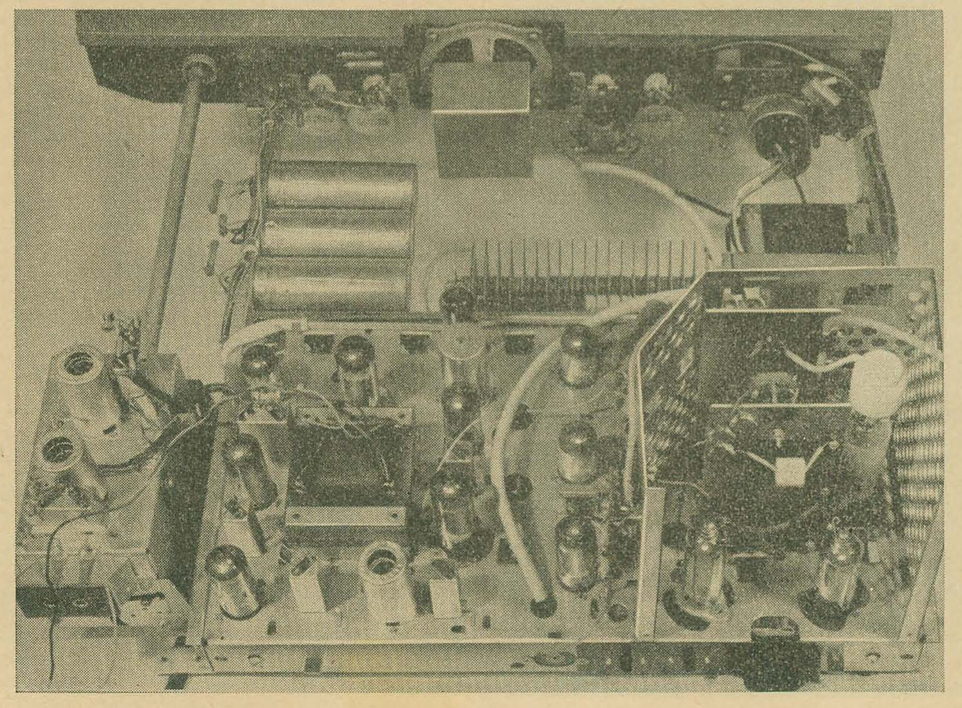
Bild 3: Schaltbild des TESLA-Fernsehempfängers „Astra" Typ 4206 U-9

Die verstärkte Hochfrequenzspannung wird vom Anodenkreis des zweiten Systems der $Rö_1$ über ein aus L_6, C_8 und L_7, C_{13}, R_6 bestehendes Bandfilter dem Steuergitter der Mischröhre $Rö_2$ (PCF 82) zugeführt. Das zweite System dieser Röhre arbeitet als Oszillator in Colpitts-Schaltung. Die Mischung erfolgt additiv, und das Signal vom Oszillator wird an das Steuergitter der Mischröhre einerseits induktiv durch gegenseitige Induktion der Spulen L_7, L_8 und andererseits kapazitiv durch die gegenseitige Kapazität der beiden Röhrensysteme, erhöht um die Kapazität des Kopplungskondensators C_{10}, herangeführt.

Das durch C_{14} blockierte Schirmgitter wird über R_8 mit Spannung beliefert. Der in Colpitts-Schaltung arbeitende Oszillator schwingt für sämtliche Kanäle in einer um die Bildzwischenfrequenz (38,9 MHz) höheren Frequenz als das empfangene Signal. Den Schwingkreis bildet die Spule L_8 mit den Kondensatoren C_{15}, C_{12} und dem Arbeitswiderstand R_{10}. Die Kreisfrequenz kann innerhalb enger Grenzen mittels C_{15} geändert werden. Das grobe Einstellen der Oszillatorfrequenz erfolgt durch Drehen einer Messingschraube, die in die Oszillatorspule eintaucht und deren Kopf von der Vorderseite des HF-Teiles zugänglich ist.

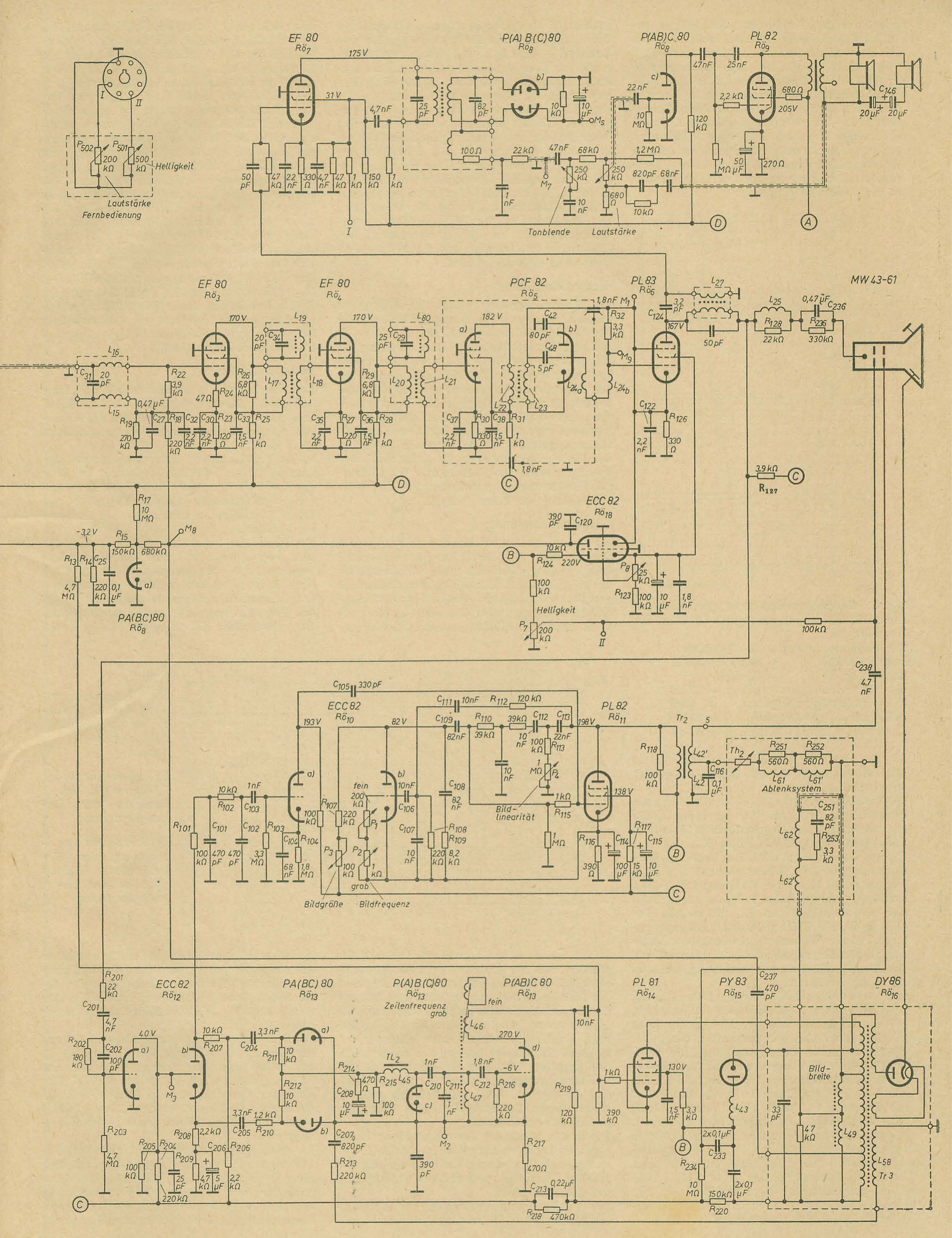
An der Anode der Mischröhre befindet sich bereits das Zwischenfrequenzsignal, das über das ZF-Bandfilter an das Gitter der ersten ZF-Verstärkerstufe angelegt wird. Das Filter besteht mechanisch aus zwei Teilen: Ein Filterteil ist am HF-Teil des Empfängers befestigt, auf 38 MHz abgestimmt und besteht aus L_9, C_{17} und R_{12}. Zur Unterdrückung der Nachbarträgerfrequenzen wird hier ein Saugkreis (L_{10} + C_{18}) angewandt, der auf 40,4 MHz abgestimmt ist. Die Kopplung zwischen den beiden Kreisen wird durch C_{20} hergestellt. Die über R_{11} der Anode der Mischröhre zugeführte Speisegleichspannung ist gegen das Gitter der nachfolgenden Stufe durch C_{21} abgeriegelt. Der zweite Filterteil, der mechanisch unter einer Schutzhaube am Empfängerchassis befestigt ist, besteht aus der Spule L_{16}, die auf 37,5 MHz abgestimmt ist. Die Unterdrückung von Nachbarträgerfrequenzen erfolgt auch in diesem Teil durch einen auf 31,9 MHz abgestimmten Saugkreis (L_{15}, C_{31}). Beide Filterteile sind untereinander durch ein Hochfrequenzkabel verbunden (Koaxialkabel).

Bild 2: Empfängerchassis ausgebaut, von oben gesehen



Zwischenfrequenzverstärker

Das Zwischenfrequenzsignal, in dem durch Frequenzmischung die relative Lage der beiden Seitenbänder gegenüber der Trägerfrequenz ge-



ändert worden ist, wird dem dreistufigen, gestaffelt abgestimmten, mit zwei Pentoden EF 80 und einer Triode-Pentode PCF 82 bestückten ZF-Verstärker zugeführt. Das Triodensystem der PCF 82 wird als Gleichrichter des Bildsignals benutzt. Die einzelnen Stufen des ZF-Verstärkers sind untereinander durch bifilar gewickelte ZF-Transformatoren gekoppelt. Da die gegenseitige Kopplung der beiden Wicklungen fest ist, wirken sie wie ein einziger Schwingkreis, dessen Parallelkapazität durch die inneren Röhrenkapazitäten zusammen mit der Eigenkapazität des Kreises gebildet wird.

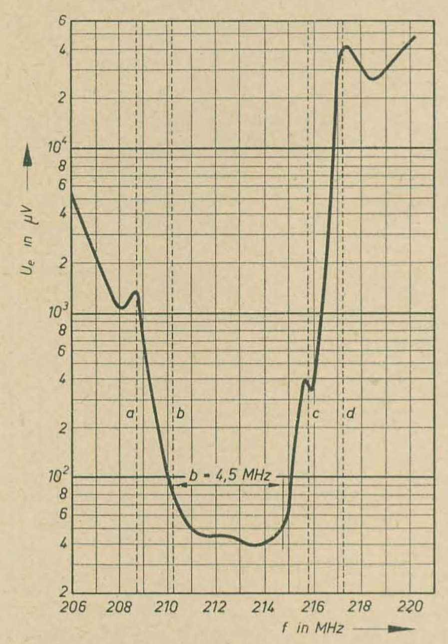


Bild 4: Gesamtdurchlaßkurve gemessen auf Kanal 10; Eingangsspannung als Funktion der Frequenz

Diodenrichtspannung = 1 V konstant
Empfindlichkeit = 40 μV an 300 Ω
Bandbreite = 4,5 MHz
a) Nachbartonträgerdämpfung = 32 dB
b) Eigenbildträgerdämpfung = 6 dB
c) Eigentonträgerdämpfung = 20 dB
d) Nachbarbildträgerdämpfung = 62 dB

Die Kopplung der Mischstufe mit dem Gitter von Rö$_3$ der ersten ZF-Verstärkerstufe erfolgt durch ein Bandfilter.

Die Verstärkung der ersten Stufe wird durch die veränderliche Gittervorspannung geregelt, die von der getasteten Regelautomatik über den Spannungsteiler und das Filter R_{18}, C_{27}, R_{19}, R_{22} und C_{32} zugeführt wird. Der Katodenwiderstand der ersten ZF-Stufe besteht aus R_{23} und R_{24}. Der durch C_{30} blockierte Widerstand R_{23} dient zur Gewinnung der festen Vorspannung für Rö$_3$. Der Katodenwiderstand R_{24} ist zwecks Erhöhung der Stabilität unblockiert (Gegenkopplung). Dieser Widerstand kompensiert Änderungen der Eingangskapazität, die variiert und das Eingangsfilter durch Einwirkung der Vorspannung verstimmt.

In den Anodenkreis der über das Filter R_{25}, C_{33} gespeisten Röhre, einschließlich Schirmgitter, ist ein bifilar gewickelter ZF-Transformator (Wicklungen L_{17}, L_{18}) eingeschaltet, durch den die Signale an das Steuergitter der Rö$_4$ der zweiten ZF-Stufe übertragen werden. Um die erforderliche Bandbreite zu erreichen, ist der Kreis durch R_{26} gedämpft. Der Kreis (L_{17}, L_{18}) ist auf die Frequenz 34,3 MHz abgestimmt und mit dem Saugkreis (L_{19}, C_{34}) induktiv lose gekoppelt. Dieser Saugkreis ist auf die Frequenz 33,4 MHz abgestimmt und setzt den Signalpegel im Frequenzgebiet des Zwischenfrequenztonträgers herab. Im Anodenkreis der EF 80 (Rö$_4$) ist ein bifilar gewickelter ZF-Transformator (L_{20}, L_{21}) eingesetzt, der auf die Frequenz 38,5 MHz abgestimmt und induktiv mit dem auf 40,4 MHz abgestimmten Saugkreis L_{80}, C_{29} lose gekoppelt ist. Zur Abdämpfung des Kreises auf die geforderte Bandbreite dient R_{29}. Rö$_4$ arbeitet mit automatischer Vorspannung, die durch Spannungsabfall an dem mit C_{35} überbrückten Katodenwiderstand R_{27} gewonnen wird. Die dritte, mit der PCF 82 (Rö$_{5a}$) bestückte Stufe des ZF-Verstärkers arbeitet ebenfalls mit automatischer Vorspannung, die durch Spannungsabfall an dem durch C_{37} überbrückten Katodenwiderstand R_{30} zustandekommt. Die Spannung für die Anode und das Schirmgitter wird über das Filter R_{31}, C_{38} zugeführt. Der Zwischenfrequenztransformator L_{22}, L_{23} besorgt die Ankopplung des Anodenkreises der Rö$_{5a}$, der letzten ZF-Verstärkerstufe, an die Demodulationsröhre (Rö$_{5b}$). Der ZF-Transformator ist auf die Frequenz 35,9 MHz abgestimmt.

Kontrastregelung

Die Kontrastregelung erfolgt im Empfänger durch Änderung der Spannung am Schirmgitter der Bildverstärkerröhre Rö$_6$ (PL 83). Zur Gewinnung der erforderlichen Regelspannung für das Schirmgitter dieser Röhre wird das zweite Triodensystem der Rö$_{18}$ (ECC 82) ausgenutzt. Die erwähnte Regelspannung wird am Katodenwiderstand R_{123}, P_8 dieser Röhre abgenommen. Mit dem Potentiometer P_8 („Kontrast") wird die Vorspannung der Rö$_{18}$ und damit ihr Katodenstrom eingestellt. Die durch diesen Strom an den Katodenwiderständen R_{123}, P_8 abfallende Spannung wird dem Schirmgitter der Bildverstärkerröhre zugeführt und durch ihre Größe die Verstärkung der Röhre geregelt.

Getastete Regelung

Als Taströhre zur Gewinnung der negativen Vorspannung für die automatische Verstärkungsregelung dient das erste Triodensystem der Rö$_{18}$ (ECC 82). Das Gitter dieser Röhre ist geerdet. An die Anode werden über den kapazitiven Spannungsteiler C_{120} und C_{237} die positiven Impulse der Zeilensynchronisation herangeführt; der Röhrenkatode wird das Bildgemisch von der Katode der Bildverstärkerröhre Rö$_6$ (PL 83) zugeführt. Der Arbeitspunkt der Taströhre Rö$_{18}$ ist so gewählt, daß die Röhre nur in dem Augenblick geöffnet wird, wenn die Zeilensynchronimpulse an der Anode und Katode gleichzeitig zusammentreffen, und nur während ihrer Dauer kommt eine gleichgerichtete negative Spannung für die automatische Verstärkungsregelung zustande. Daraus folgt, daß die regelnde Spannung lediglich während dieser kurzen Zeitintervalle durch Störungen beeinflußt werden kann.

Die an der Anode der Taströhre abgenommene negative Regelspannung wird im Punkt M_8 verzweigt, und zwar einmal für die Regelung des HF-Empfängerteils, zum anderen zur Regelung der ersten ZF-Stufe.

Die Regelspannung zur Regelung der ersten ZF-Verstärkerstufe wird derselben über einen Spannungsteiler mit Filterglied, bestehend aus R_{18}, R_{19} und C_{27}, zugeführt. Um die volle Empfindlichkeit des HF-Empfängerteiles bei niedrigen Signalpegeln auszunutzen, wird die Regelspannung der automatischen Verstärkungsregelung für den HF-Teil durch die Verzögerungsdiode Rö$_{8a}$ (PABC 80) verzögert. An die Anode dieser Röhre ist über R_{17} eine positive Spannung angelegt. Wenn der Röhre ein schwaches Signal zugeführt wird, ist die negative Spannung der automatischen Verstärkungsregelung niedriger als die Spannung an der Anode der Diode Rö$_{8a}$. Die Summe der Spannungen verleiht der Anode die positive Spannung, die die Röhre öffnet. Die Röhre hat in leitendem Zustand einen sehr niedrigen inneren Widerstand, so daß die Anode praktisch an Erde gelegt ist und somit die negative Grundvorspannung den HF-Empfängerteil durch den Widerstandsspannungsteiler R_{13}, R_{14}, R_{15} bestimmt und durch C_{25} geglättet wird. Im Bild 5 sind die am Gerät Nr. 1242572 ermittelten Regelspannungen und die Charakteristik der somit begrenzten Diodenrichtspannung des Bildgleichrichters dargestellt.

Bildverstärker

Der aus einer Stufe bestehende Bildverstärker ist mit der PL 83 (Rö$_6$) bestückt. Das Signal vom Bildgleichrichter wird zwischen das Steuergitter und Katode angelegt. Der Arbeitswiderstand ist R_{127}.

Rö$_6$ und Rö$_{18}$ haben einen gemeinsamen Katodenwiderstand, der zur Gewinnung des Bildsignals für die Taströhre Rö$_{18}$ dient. Er ist mit der verhältnismäßig kleinen Kapazität von 2,2 nF überbrückt, die ihn auf hohen Frequenzen blockiert.

Das Signal der Differenzfrequenz von 5,5 MHz wird vom Anodenkreis über den Kopplungskondensator C_{124} abgenommen, und zwar mittels eines Saugkreises, bestehend aus L_{27} und den Schaltkapazitäten zusammen mit der Kapazität des Eingangskreises der nachfolgenden Stufe. Die erforderliche Kopplung der beiden Kreise wird durch C_{124} erreicht. Gleichzeitig verhindert ein Bandfilter das Durchdringen der Differenzfrequenz 5,5 MHz an die Steuerelektroden der Bildröhre. Das Bildsignal wird weiter über den Parallelkreis R_{236}, C_{236} der Bildröhrenkatode zugeführt.

Die Schärfeeinstellung des Strahles erfolgt mit zwei axial magnetisierten Ferritringen, die in eine solche Lage zueinander gebracht sind, daß ihre Magnetfelder gegeneinander wirken. Eine Änderung des magnetischen Flusses und dadurch auch die Einstellung der Bildschärfe wird durch gegenseitiges Verschieben beider Ferritringe erreicht.

Die Helligkeitsregelung erfolgt mit dem Potentiometer P_7 durch Änderung des an das Bildröhrengitter angelegten Potentials. Die Spannung für diese Regelung wird von der Anode des zweiten Systems der Rö$_{18}$ (ECC 82) abgenommen. In den Anodenkreis dieses Systems ist

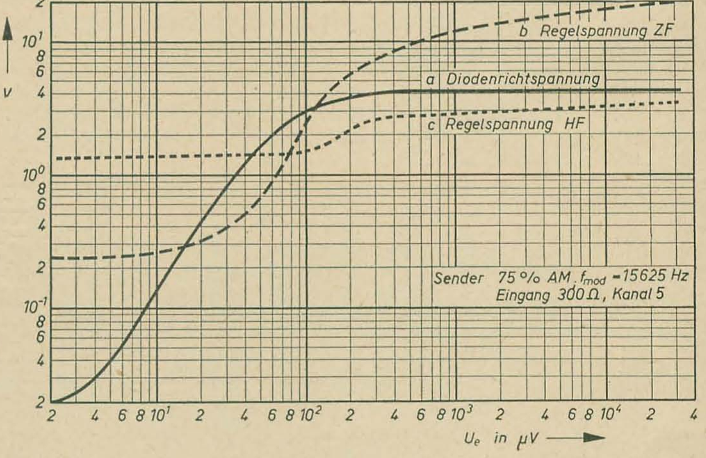


Bild 5:

a) Diodenrichtspannung des Bildgleichrichters als Funktion der Eingangsspannung

b) Regelspannung der ZF-Röhre Rö$_3$ als Funktion der Eingangsspannung

c) Verzögerte Regelspannung der Eingangsröhre Rö$_1$ als Funktion der Eingangsspannung

R_{124} eingeschaltet, an dem — je nach der Kontrasteinstellung mit dem Potentiometer — ein größerer oder kleinerer Spannungsabfall entsteht. Dadurch wird die Höhe der Spannung zur Helligkeitsregelung geändert. Daraus folgt, daß bei gewählter Grundhelligkeit ihre Nachregelung bei einer Änderung des Kontrastes automatisch stattfindet.

DF-Kanal und NF-Stufe

Der DF-Kanal und die NF-Stufe zeigen keine erwähnenswerten Abweichungen von den sonst üblichen Ausführungen. Rö$_{7}$, die als Verstärker und Begrenzer arbeitet, leitet das DF-Signal zum unsymmetrisch aufgebauten Ratiodetektor, von wo aus das demodulierte Signal über das Triodensystem der Rö$_{8}$ (PABC 80) zur Tonendstufe gelangt. Zwei permanentdynamische Lautsprecher, wobei dem kleineren an der Frontseite des Gerätes montierten über C_{146} nur die höheren Frequenzen zugeführt werden, ergeben ein gutes Klangbild.

Impulstrennstufe

Das vom Anodenkreis der Bildverstärkerröhre abgegebene Bildsignal wird über R_{201} und C_{201} sowie über die Parallelkombination R_{202}, C_{202} dem Steuergitter der Rö$_{12a}$ (ECC 82) zugeführt, die das Abtrennen der Synchronimpulse besorgt. Für diesen Zweck wird die verkürzte Röhrenkennlinie ausgenutzt. Die Sperrvorrichtung des Gitters erzeugt einen während der Impulse fließenden Gitterstrom, der den gleichzeitig zum Zurückhalten der Signal-Gleichstromkomponente dienenden Gitterkondensator C_{201} ladet. In den Anodenkreis der Röhre werden nur die Synchronimpulse übertragen, für die die Röhre offen ist. Die Größe der negativen Vorspannung und dadurch auch die Grenze der Abschneidung der Bildmodulation ist durch das Verhältnis der Werte des Trennwiderstandes R_{201}, des Gitterwiderstandes R_{203} und des inneren Widerstandes der Strecke „Gitter—Katode" der Rö$_{12a}$ bestimmt.

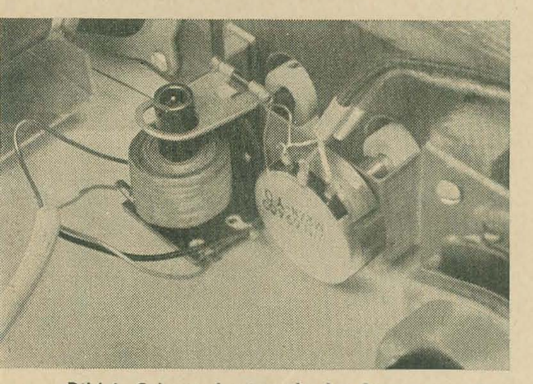


Bild 6: Schwingkreisspule des Sinusgenerators mit schwenkbarer Kurzschlußwindung zur Regelung der Zeilenfrequenz fein

Die Amplitudenbegrenzung der Impulse in der ersten Abtrennstufe reicht nicht zur verläßlichen Synchronisierung der Bildzerlegung im Empfänger. Deshalb wird eine weitere Begrenzerstufe (Rö$_{12b}$) verwendet. In dieser Stufe findet eine Begrenzung der Scheitel der Synchronimpulse statt, um den Einfluß von Amplitudenänderungen des Bildsignals zu verringern und gleichzeitig durchgedrungene Störungen abzuschneiden. Ferner erfolgt hier das Abschneiden der Fußteile der Synchronimpulse, um bei schwachen Signalen ein Stören der Zeilensynchronisierung durch den Einfluß von Bildmodulationsresten zu vermeiden.
Dieses System erzeugt gleichzeitig die (hinsichtlich Spannung und Form gleichen) Zeilensynchronimpulse verschiedener Polarität für den Vergleichskreis.
Während der Dauer von Impulsen am Gitter der Rö$_{12a}$ ist diese Röhre offen, wogegen das zweite Triodensystem der Rö$_{12b}$ infolge des negativen Impulses an der Anode der Rö$_{12a}$ gesperrt ist.

Gerätetyp	Haltebereich	Fangbereich	Frequenzverwerfung bei Netzspannungsänderung		
			U = 200 V	U = 220 V	U = 240 V
Astra 4206 U-9	— 950 Hz + 650 Hz	— 640 Hz + 450 Hz	— 60 Hz	0	+ 100 Hz
Weißensee FS 02	— 900 Hz + 500 Hz	— 340 Hz + 310 Hz	+ 40 Hz	0	— 130 Hz

In der Zeitspanne zwischen beiden Synchronimpulsen ist im Gegenteil das erste Triodensystem gesperrt und das zweite geöffnet. Infolge der galvanischen Verbindung der Anode mit dem Gitter der Rö$_{12b}$ würde die Spannung an der Anode von Rö$_{12a}$ bis auf den durch den Spannungsteiler R_{204}, R_{205} gegebenen Wert ansteigen, die Spannung ist jedoch durch die Wirkung des Gitterstromes annähernd auf den Wert der Katodenspannung von Rö$_{12b}$ begrenzt.

Vertikalablenkung

Vom Arbeitswiderstand R_{207} gelangen die Impulse an die Integrierglieder, bestehend aus R_{101}, R_{102} und C_{101}, C_{102}, sowie über den Trennkondensator C_{103} an das Steuergitter des ersten Triodenteiles der ECC 82 (Rö$_{10a}$). Durch die Wirkung des doppelten Integriergliedes wird die Gruppe von Synchronimpulsen in einen einzigen Impuls höherer Spannung umgewandelt, der durch Rö$_{10a}$ weiter verstärkt und begrenzt wird. Die Röhre läßt nur Synchronimpulse der Bildzerlegung durch, die eine genügende Amplitude aufweisen, wogegen höhere Störimpulse, die eine Störung der Synchronisierung verursachen könnten, nicht durchgelassen werden. Diese Impulse sperren die Röhre. Die Begrenzerstufe erhält eine entsprechend feste Gittervorspannung, die beim Durchfluß des Katodenstroms durch Spannungsabfall an dem mit C_{104} überbrückten Widerstand R_{104} entsteht. Der Einfluß von Störungen wird durch die automatische Vorspannung beschränkt, die durch den Gitterstrom als Spannungsabfall an dem Ableitwiderstand R_{103} erzeugt wird. Die zugeführten Synchronimpulse haben eine positive Polarität und öffnen die Röhre. Nach Änderung der Polarität und Formgebung gelangen die negativen Impulse vom Anodenkreis über C_{105} an das Gitter der Rö$_{11}$ (PL 82), wo sie den Bildmultivibrator synchronisieren. Gegenüber der sehr häufig jedoch mit einem zusätzlichen Übertrager verbundenen Sperrschwingerschaltung ist hier ein Multivibrator angewendet worden. Ihn bildet das zweite Triodensystem der Rö$_{10b}$ zusammen mit der Endröhre Rö$_{11}$.
Die zur Steuerung der Endstufe benutzte Sägezahnspannung wird von der Anode der Rö$_{10b}$ an C_{108} abgenommen. Da die Amplitude der Steuerspannung die Amplitude der Vertikalablenkung bestimmt, kann mit dem Potentiometer P_3 die Bildhöhe geändert werden. Die Sägezahnspannung gelangt über den Trennkondensator C_{109} und den Schutzwiderstand R_{115} an das Steuergitter der Rö$_{11}$. Die Anpassung der Ablenkspulen an die höhere Ausgangsimpedanz der Röhre wird durch den Ausgangstransformator Tr_2 ermöglicht.
Beim Rücklaufstrom der Ablenkspulen entstehen an der Anode der Endröhre Rö$_{11}$ hohe positive Spannungsspitzen, die sich an der Sekundärwicklung des Ausgangstransformators L_{42}, L'_{42} im Punkt 5 als negative Impulse äußern. Diese Impulse werden über C_{238} dem Bildröhrengitter zugeführt und dienen zur Unterdrückung des Elektronenstrahls während der Rücklaufzeit der Vertikalablenkung. Der parallel zur Wicklung L_{42} angeschlossene Kondensator C_{116} unterdrückt die in die Vertikalablenkspulen induzierten Zeilenimpulse.

Phasendiskriminator

Die von der Anode und Katode der Rö$_{12b}$ zugeführten Zeilensynchronimpulse kommen über C_{204}, C_{205} und R_{210} mit gleicher Amplitude jedoch in Gegenphase an der Doppeldiode Rö$_{13a}$ (PABC 80) an, die als Vergleichsstufe für die indirekte Synchronisierung der Zeilenzerlegung arbeitet. Das Grundprinzip der indirekten Synchronisierung beruht darauf, daß die Steuerung der Erregerstufe der Zeilenzerlegung durch eine Gleichstromvorspannung stattfindet, deren Höhe und Polarität von dem Phasenunterschied zwischen den Synchronimpulsen und den der Zeilenfrequenz entsprechenden Vergleichsimpulsen abgeleitet ist.

Sinusoszillator

Zur Erzeugung der Zeilenfrequenz dient ein Sinusoszillator mit dem Triodenteil der Rö$_{13a}$ (PABC 80). Der Kondensator C_{211} zusammen mit C_{210} und der Diode 13 c sowie der Spule L_{47} bilden den Schwingkreis. Durch Änderung des inneren Widerstandes der Diode 13 c, was durch die Steuerspannung des Phasendiskriminators eintritt, wird der Einfluß des C_{210} auf die Frequenz des Sinusoszillators entsprechend sein. Zur Gestaltung steilerer Abfallflanken wird die vom Ausgangstrafo der Zeilenzerlegung Tr_3 zugeführte Vergleichsspannung ausgenutzt, die an R_{217} abfällt.
Die Feinregelung der Zeilenfrequenz (Frequenzänderung des Sinusgenerators) erfolgt mit einem an der Frontseite des Gerätes angebrachten Bedienungsknopf. Hierbei wird ein Kurzschlußbügel der Schwingkreisspule L_{46} genähert bzw. entfernt (siehe Bild 6). Der Vorteil dieser Regelung dürfte gegenüber den sonst üblichen Ausführungen mittels Gleichspannungsregelung der Reaktanzröhre in der unbeeinflußten Regelcharakteristik dieser Röhre liegen.
Um zu einem Meßwertvergleich einer Sinusgeneratorschaltung gegenüber der bisher vielfach üblichen Sperrschwingerschaltung des Zeilengenerators zu gelangen, wurde der TV-Empfänger „Astra" dem Fernsehgerät FS 02 „Weißensee" gegenübergestellt.
Beide Gerätetypen besitzen eine im Prinzip gleiche Steuerung des Zeilengenerators mittels Phasendiskriminator, wobei sich nur die Art der Symmetrierung der Synchronimpulse unterscheidet.
Die in der obenstehenden Tabelle angeführten Frequenzen beziehen sich auf Normalempfang und die Ausgangsfrequenz 15625 Hz. Es sind Mittelwerte aus mindestens zwei Geräten des jeweiligen Typs und zwei wiederholten Messungen. Der Vorteil des Sinusgenerators wird besonders in dem größeren Fangbereich sichtbar.

Zeilenendstufe

Die mit den Röhren PL 81, PY 83 und DY 86 bestückte Zeilenendstufe weist im allgemeinen keine Besonderheiten auf.
Die gemessene Hochspannung der überprüften Geräte lag bei 30 μA Strahlstrom in den vertretbaren Grenzen 12,7 und 14,5 kV. Die mit dem Helligkeitsregler P_7 maximal einzustellende Helligkeit ergab einen Strahlstrom von nur 50 bis 75 μA.

Netzteil

Bis auf eine direkt am Netz liegende Siebkette (C_{300}, L_{75}, C_{301}) zur Vermeidung von Störungen aus dem Netz und umgekehrt zur Vermeidung von Ausstrahlungen der Kippteile auf die Netzleitung weist der Netzteil im allgemeinen keine Besonderheiten auf. Die einzelnen Heizfäden der mit 300 mA geheizten Röhren sind vielfach verdrosselt. Der Heizkreis ist gesondert abgesichert.

HAGEN JAKUBASCHK

Bildröhrenprüfgerät für die Reparaturwerkstatt

Bei Fernsehreparaturen tritt häufig der Fall auf, daß die vermutliche Fehlerursache eines defekten Gerätes in dessen Bildröhre selbst zu suchen ist. Ein direkter Nachweis des Fehlers durch probeweises Einsetzen einer neuen Röhre ist sehr umständlich, weil das Auswechseln einen erheblichen Arbeitsaufwand und unter Umständen eine zusätzliche Gefährdung der Bildröhre bedeutet. Andererseits nimmt die Fehlereinkreisung durch Untersuchung aller eventuell noch in Frage kommenden Schaltungsteile ebenfalls beachtlichen Zeitaufwand in Anspruch, bevor endgültig auf einen Defekt der Bildröhre geschlossen werden kann. Mit Rücksicht auf den hohen Preis der Bildröhre soll die Fehlerdiagnose außerdem möglichst zuverlässig sein.
Es erscheint daher wünschenswert, ein kleines Prüfgerät zu besitzen, das durch flexible Leitungen mit der Bildröhre — die zu diesem Zweck nicht ausgebaut zu werden braucht — verbunden wird und eine Prüfung nach Art der herkömmlichen Röhrenprüfgeräte ermöglicht.

Das im nachfolgenden beschriebene Gerät wird als kleines tragbares Gerät aufgebaut und neben dem Empfänger, dessen Bildröhre zu prüfen ist, aufgestellt. Die Verbindung erfolgt durch Abziehen des Röhrensockels und Hochspannungskabels im TV-Empfänger und Aufstecken der entsprechenden Adapteranschlüsse des Prüfgerätes. Es sind dann folgende Prüfungen möglich:

1. Prüfung des Heizfadens auf Schluß und Durchgang,
2. Prüfung aller Elektroden gegeneinander und gegen Heizung auf Schluß oder Feinschluß,
3. Betriebsprüfung (Katodenstrommessung) und visuelle Beurteilung der Katode durch Abbildung auf dem Bildschirm,
4. Falls Elektrodenschluß festgestellt wird, kann mittels Stoßbelastung ein Ausbrennen versucht werden.

Bild 1 zeigt die Schaltung des Prüfgerätes. Für die Schaltung der einzelnen Prüfvorgänge dient ein sechsteiliger Neumann-Tastenschaltersatz. Während die Tasten 1···5 nur je einen Wechselkontakt (Umschaltkontakt) benötigen, sind für die Taste 6 alle vorhandenen sechs Umschaltkontakte erforderlich. Im Schaltbild sind die Kontakte dieser Taste mit 6a···6e bezeichnet. Bereits hier sei erwähnt, daß der Tastenschalter fabrikneu und insbesondere die Kontakte 5 und 6e peinlichst sauber sein müssen (hohe Isolationsgüte), um Störungen durch Kriechströme zu vermeiden, da hier immerhin 2 kV Spannung anliegen. Weiterhin müssen diese Kontakte Folgekontakte sein, d. h. der Arbeitskontakt darf erst schließen, wenn der Ruhekontakt bereits geöffnet hat. Bei den neueren Schalterausführungen ist dies bereits gegeben, anderenfalls durch vorsichtiges Justieren der Kontaktfedern leicht erreichbar. Dabei ist zu beachten, daß eine Spannung von 2 kV bereits auf etwa 2,5 mm Luftstrecke überschlagen kann, so daß Hochspannung führende Kontakte wenigstens 3 mm von anderen Teilen bzw. Gegenkontakten entfernt sein müssen. Diese Bedingung ist bei den Neumann-Schaltern noch ausreichend gegeben.
Der Transformator liefert neben der Heizspannung für die zu prüfende Bildröhre 1,6 kV Betriebsspannung. Nach Gleichrichtung durch die EY 51 (die hier ausreicht, da der Stromverbrauch nur wenig über 2 mA beträgt) stehen am Ladekondensator etwa 2 kV Gleichspannung zur Verfügung. Mit einem Spannungsteilernetzwerk werden daraus die einzelnen zur Prüfung benötigten Spannungen abgeleitet.
Für die zur Zeit üblichen Bildröhren kommen zwei Sockelarten in Frage, die — wie im Schaltbild erkennbar — über kurze Verbindungen unmittelbar parallelgeschaltet sind. Je nach Bildröhrentyp wird der passende Sockel aufgesteckt, wobei die Bildröhre im TV-Gerät verbleibt und die Einstellung von Fokussier- und Ionenfallenmagnet (die bei Reparaturgeräten als richtig vorausgesetzt werden kann) nicht verändert wird. Die vom Schaltkontakt 5 des Prüfgerätes kommende Anodenleitung a wird über Hochspannungskabel (Motorradzündkabel) und die jeweils passende Anschlußkappe an die Bildröhre angeschlossen. Das TV-Gerät bleibt selbstverständlich ausgeschaltet. Die Sockel sind über ein kurzes mehradriges Kabel — auf hochwertige Isolation achten! — unabgeschirmt mit dem Prüfgerät verbunden. Zu den Sockelanschlüssen ist zu bemerken, daß beim Duodekalsockel die Elektrode g_3 nur bei den westdeutschen Bildröhren (MW 53-80, AW 43-80 und 53-80) existiert. Nur bei diesen Bildröhren treten daher auch die Taste 4 sowie der Regler P_2 in Funktion.
Beim Durchprüfen ist zu beachten, daß niemals zwei Tasten gleichzeitig gedrückt werden. Da jede Taste beim Drücken der folgenden selbsttätig ausklinkt, kann dieser Fall ohnehin nur bei absichtlicher Fehlbedienung eintreten.

Der Prüfvorgang

Nach Anschluß der Bildröhre wird das Netz mit S_2 eingeschaltet, wobei darauf zu achten ist, daß die Regler P_4 und P_5 in Nullstellung stehen. Nunmehr wird mit P_5 der Heizstrom der Bildröhre eingestellt. Bei einwandfreiem Heizer muß dabei das Heizstrom-Meßinstrument I_h bei Erreichen des Endanschlages nach etwa einer Minute den Nennheizstrom der Bildröhre (B 30 M 1 = 0,5 A, alle anderen 0,3 A) anzeigen. Wird dieser Wert bereits vor Endstellung des Reglers P_5, dabei ist die Anheizzeit zu berücksichtigen, erreicht oder sogar überschritten, kann auf teilweisen oder völligen Kurzschluß der Heizung geschlossen werden. Die Röhre ist dann unbrauchbar und weitere Prüfung zwecklos. Stimmt der Heizstrom, dann empfiehlt es sich — besonders, wenn der Gerätefehler nur zeitweise auftritt — die Röhre möglichst lange in dieser Einstellung (P_5 voll aufgedreht) zu heizen. Es folgen dann bei geheizter Röhre die Elektrodenschlußprüfungen. Hierzu werden nacheinander die Tasten 1···5 gedrückt. Wie erkennbar, liegen zunächst alle Elektroden auf Masse. Die jeweils geprüfte Elektrode wird nun über die Glimmlampe Gl_1 und den Schalter S_1 — der zunächst grundsätzlich in der gezeichneten Stellung steht — mit etwa 400 V Gleichspannung beaufschlagt. Schlüsse oder Feinschlüsse sind durch mehr oder weniger helles Aufleuchten der Glimmlampe erkennbar, wobei wegen der hohen Prüfspannung noch Feinschlüsse bis zu 10 MΩ gut erkennbar sind. Dies erfordert allerdings den Einbau der Glimmlampe ohne Deckglas in etwas versenkter, gegen Fremdlicht geschützter Fassung, damit auch schwaches Glimmen noch erkennbar bleibt. Außerdem ist stets auf einwandfrei saubere Adapteranschlüsse zu achten. Bei einwandfreier Isolation aller Teile des Prüfgerätes leuchtet die Glimmlampe beim Drücken der Tasten 1···5 nicht auf. Als Glimmlampe eignet sich sehr gut die bekannte kleine Prüfstiftstabglimmlampe für 110 V oder ähnliche kleine 110 V-Typen.
Mit der Taste 1 werden Katode gegen Heizung und alle Elektroden geprüft, Taste 2 prüft g_1, Taste 3 g_2, Taste 4 g_3 (soweit vorhanden) und Taste 5 die Anode. Bei Taste 1 (Katode/Heizung) kann unter Umständen ein schwaches Glimmlicht auftreten. Dies ist durch den endlichen Isolationswiderstand des Heizers bedingt und — sofern die Glimmlampe nicht kräftig leuchtet — unbedenklich. Durch Prüfung einer einwandfreien Röhre gelangt man hier sehr schnell zu Erfahrungswerten. Die Tasten 2···5 dürfen keinerlei Glimmlicht ergeben. Anderenfalls liegt ein Elektrodenschluß vor, dessen Stärke sich am Glimmlicht abschätzen läßt. Derartige Schlüsse sind meist durch losgelöstes, zwischen den Elektroden liegendes Leuchtschirm- oder Katoden- bzw. Gettermaterial bedingt. In diesem Fall kann mitunter ein „Ausbrennen" des Schlusses die Röhre wieder völlig

betriebsfähig machen. Hierzu wird der Schalter S_1 (einpoliger Einbau-Kippschalter) umgelegt. Ein Hochspannungskondensator 1 μF/2 kV wird von der Speisespannung 2 kV aus dem Netzteil über seinen 1-MΩ-Vorwiderstand ständig geladen. Sein Ladezustand ist an der Glimmlampe Gl_2 erkennbar. Beim Umlegen von S_1 gelangt die Kondensatorspannung nunmehr an die mit Schluß behaftete Elektrode. Die hohe Spannung reicht meistens aus, um den Schluß auszubrennen. Eine über die Fehlerstelle erfolgende Entladung ist am sofortigen Verlöschen von Gl_2 erkennbar. War der Versuch erfolgreich, leuchtet Gl_2 nach wenigen Sekunden wieder auf. Anderenfalls ist S_1 zwecks Nachladung des 1-μF-Kondensators zurückzuschalten bis Gl_2 wieder leuchtet, und dann kann erneut ein Ausbrennen versucht werden. Schäden können dabei nicht entstehen, weil der Entladestromstoß zwar einige Ampere beträgt, aber schlagartig abklingt. Selbst das Ausbrennen von Faden/Katode-Schlüssen — das hier allerdings meist erfolglos bleiben wird — kann unbedenklich versucht werden, jedoch nur, wenn dieser Schluß mit Sicherheit besteht. Anderenfalls kann bei einwandfreier Katode hier unter Umständen erst ein Schluß herbeigeführt werden, da die Ausbrennspannung von etwa 2 kV sogar noch über der vom Röhrenhersteller angewendeten Prüfspannung liegt. In diesem Falle des Katodenschlusses ist auch zu beachten, daß es sich um einen Katoden-g_1-Schluß handeln kann (g_1 auf Taste 2 zeigt dann ebenfalls Glimmlicht bei Gl_1). Dieser kann dann unbedenklich über Taste 2 ausgebrannt werden. Mit dieser Methode ist häufig eine bleibende „Reparatur" der kostbaren Bildröhre erreichbar.

Sind die Elektrodenprüfungen über Taste 1···5 zufriedenstellend verlaufen, liegt also kein Schluß vor, so kann Taste 6 mit ihren Kontakten 6a···6e gedrückt werden. Die jetzt erfolgende „Betriebsprüfung" darf jedoch nicht mit einem echten Betrieb der Röhre verwechselt werden, letzteres ist selbstverständlich nur im TV-Gerät selbst möglich. Vielmehr wird hier eine Anodenspannung von nur 2 kV max. verwendet. Der Regler P_1 entspricht jetzt dem „Helligkeits"-Regler des TV-Gerätes. Da die Ablenkung fehlt, ist er so einzustellen, daß der stehende Lichtpunkt auf dem Bildschirm nicht heller als nötig wird. Hier ist einige Sorgfalt geboten, um ein „Einbrennen" des Leuchtpunktes — das wegen der geringen Anodenspannung allerdings nicht so schnell geschieht wie im Normalbetrieb — zu verhindern. Mit P_1 ist die Wehneltspannung zwischen 0··· —150 V einstellbar, die höchste Spannung reicht dabei weit aus, um den Strahl völlig zu sperren. Über P_2 wird die g_3-Spannung (+500··· —15 V) geregelt. Sofern die Röhre keinen g_3-Anschluß besitzt, bleibt dieser Regler wirkungslos. Mit P_6 ist die g_2-Spannung (0···500 V) einstellbar und mit P_3 die Anodenspannung (500···2000 V). Zunächst wird P_2 auf etwa 0 V und P_6 auf etwa 300 V eingestellt, P_3 auf höchste Spannung. Zweckmäßig werden für diese Regler lineare Kennlinien verwendet, die dann zur besseren Übersicht in ungefähren Spannungswerten geeicht werden können. Bei vorsichtigem Aufdrehen von P_1 muß jetzt ein Leuchtpunkt auf dem Bildschirm sichtbar werden. Bei Aufdrehen von P_4 — der nur als Schutzwiderstand für das Katodenstrominstrument dient — bis zum Anschlag dürfen sich nur wenige μA einstellen. Jetzt kann durch Veränderung der einzelnen Regler zunächst festgestellt werden (P_2 nur bei den in Frage kommenden Röhren), ob die Elektrodenzuleitungen nicht unterbrochen sind. Dies ist der Fall, wenn sich das Verstellen eines Reglers als völlig wirkungslos erweist. Dabei ist der Bildschirm und das Katodenstrominstrument I_k zu beobachten.

Es kann nun noch versucht werden, durch wechselseitige Verstellung von P_1, P_3 und P_6, gegebenenfalls auch P_2 den Leuchtfleck zu vergrößern und den Strahlverlauf in der Bildröhre so zu ändern, daß eine vergrößerte, ziemlich scharfe Abbildung des Katodenflecks auf dem Bildschirm erscheint, deren Durchmesser bei etwa 15···20 mm liegt. Hierbei muß, falls die richtige Einstellung aller Regler nicht den gewünschten Erfolg bringt, die magnetische Fokussierung in der Ablenkeinheit verstellt werden. Anfänglich erfordert diese Einstellung ziemlich viel Geduld und Ausdauer, da drei oder vier Regler in Übereinstimmung zu bringen nicht ganz einfach ist. Sind jedoch für jeden Bildröhrentyp einmal die Einstellwerte bekannt, so können sie bei späterer Prüfung unbekannter Röhren gleichen Typs jederzeit reproduziert werden. Es wird dann stets vor Drücken der Taste 6 im voraus etwa auf die richtigen Werte eingestellt. Die Katodenabbildung — das Röhrensystem wirkt hier ähnlich einem elektronenoptischen „Mikroskop" — läßt nun weitere Rückschlüsse auf den Röhrenzustand zu. Eine normale, frische Katode zeigt einen gleichmäßig hellen Fleck ohne Struktur. Verschwommene dunklere Flekken innerhalb des Katodenbildes deuten auf Inselbildung der Katode hin, was die Folge von häufiger Unterheizung oder Alterungserscheinung sein kann. Falls gleichzeitig mangelnde Bildhelligkeit beim Betrieb des TV-Gerätes beanstandet, aber in der Werkstatt nicht festgestellt wird, empfiehlt sich die nähere Betrachtung der Netzverhältnisse beim Kunden und eventuell die Verwendung eines Spannungskonstanthalters, sofern die Betriebszeit der Röhre nicht auf normale Alterung schließen läßt. Scharf begrenzte, fast schwarze Flecke auf der Katode können auf mechanische Schäden der Katode deuten und zeitweises Aussetzen durch Katode/g_1-Schluß erklären, auch wenn dieser Schluß in der Werkstatt zufällig nicht auftritt. Auch ein am Rande „ausgefranstes" Katodenbild läßt auf eine nicht ganz einwandfreie Katode schließen. Derartige Röhren können zwar noch jahrelang ihren Zewck erfüllen, sind aber bei größeren Katodenunregelmäßigkeiten als unzuverlässig anzusehen.

Zur Einarbeitung sei empfohlen, anfänglich verbrauchte, fehlerhafte und auch neue Bildröhren zu prüfen, um ein sicheres Urteilsvermögen zu gewinnen. Nach einiger Erfahrung kann aus dem Katodenbild schon recht gut auf den Allgemeinzustand der Bildröhre geschlossen werden. Ein häufig auftretender Fehler ist die Unterbrechung der Katodenzuleitung im Röhreninnern. Im TV-Gerät ist eine solche Röhre über die Kapazität Katode/Faden und deren endlichen Übergangswiderstand noch betriebsfähig, zeigt aber sehr geringe Helligkeit, Auflösungsverlust

Netztransformator — Wickeldaten

Von innen nach außen:

1. 1320 Wdg. 0,2 CuL (220 V Netz primär), Hochspannungsisolation für 6 kV bemessen
2. 11 200 Wdg. 0,05 CuL mit Lagenisolation (1600 V; 5 mA)
3. 44 Wdg. 0,2 CuL (6,3 V; 90 mA, Heizung EY 51), Hochspannungsisolation wie unter 1.
4. 45 Wdg. 1,0 CuL (6,3 V; 1,3 A), Kern M 74/32 (Ktr 4), 7,15 cm² F_e

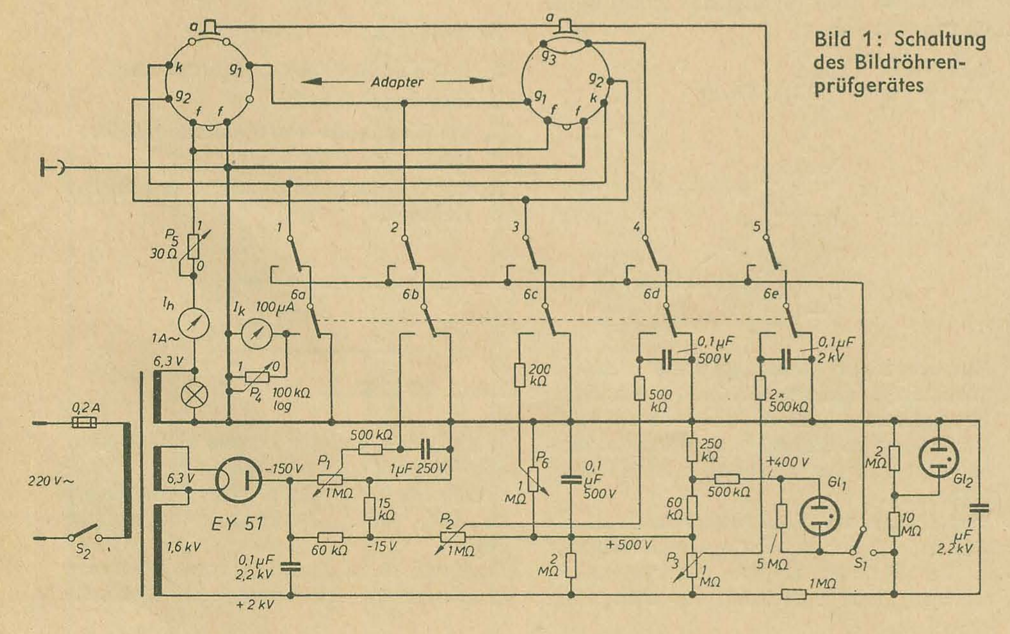


Bild 1: Schaltung des Bildröhrenprüfgerätes

und starke Fahnenbildung im Bild bei sehr schwachem Kontrast. Oftmals werden dabei auch die Zeilenrückläufe sichtbar. Dieser Fehler wird häufig irrtümlich in der Schaltung des Gerätes, nicht in der Bildröhre vermutet. Sein Nachweis sowie die genaue Prüfung der Katodenemission ist — als abschließende Prüfung — mit dem Prüfgerät in Verbindung mit dem TV-Gerät möglich. Hierzu wird das Prüfgerät über die Massebuchse mit der Masse des Empfängers verbunden. Dessen Hochspannungskabel wird angeschlossen, während die übrigen Elektroden über den Adaptersockel mit dem Prüfgerät verbunden bleiben. Der eingeschaltete Empfänger sorgt nun dafür, daß ein normales Bildraster bei normaler Hochspannung geschrieben wird. Die magnetische Fokussierung der Ablenkeinheit ist — falls sie verstellt wurde — wieder in Normalstellung zu bringen. Mit P_1 wird auf normale Helligkeit (Taste 6 gedrückt! P_4 zuvor auf Nullstellung) und mit P_6 auf beste Zeilenschärfe eingestellt. Ebenso P_2, falls g_3 in der Bildröhre vorhanden ist. Nunmehr kann durch Aufdrehen von P_4 bis zum Anschlag an I_k der Katodenstrom der Bildröhre abgelesen werden. Er ist naturgemäß stark von der Helligkeitseinstellung abhängig. Als Richtwert für normale Helligkeit des Bildrasters mögen je nach Bildgröße etwa 30 bzw. 70 und 100 μA gelten. Die Maximalwerte liegen bei 100 bzw. 180 und 250 μA. Werden diese Werte bereits bei mittleren Helligkeiten erreicht, ist auf Alterung des Bildschirmes zu schließen. Können sie auch bei größtmöglicher Helligkeit nicht erreicht werden, kann — neben falscher Einstellung der Hilfsspannungen oder mangelnder Hochspannung, beides ist mit herkömmlichen Servicemethoden feststellbar — eine Ermüdung der Katode vorliegen. Normalerweise tritt die Alterung des Bildschirmes eher ein, eine Ermüdung der Katode läßt daher auf sekundäre Fehlerursachen schließen. Die Messung des Katodenstromes mit Hilfe des hier beschriebenen Prüfgerätes ist dabei — insbesondere bei Feinschlüssen oder Unterbrechung der Katodenzuführung in der Bildröhre, hierbei zeigt I_k trotz vorhandener Helligkeit nichts an — bedeutend einfacher und zuverlässiger als die gleiche Messung im Gerät, schon wegen der dort „hochliegenden" Katode und Heizung, die leicht zu Fehlmessungen führen kann.

Aufbau des Prüfgerätes

Zum Aufbau des Gerätes ist wenig zu sagen. Für den erforderlichen Netztrafo gibt die Tabelle Wickeldaten an. Es ist jedoch zu empfehlen, diesen Trafo nicht selbst, sondern in einem speziellen Trafowickelbetrieb herstellen zu lassen. Besondere Aufmerksamkeit ist der Isolation aller Teile des Prüfgerätes zu widmen. Für die Potentiometer eignen sich normale Schichtregler mit möglichst linearer Kennlinie. Für den 0,1-μF-Ladekondensator im Netzteil und den 1-μF-Ausbrennkondensator finden Motoranlaufkondensatoren (1 kV~) Verwendung, ebenfalls für den am Kontakt 6e liegenden Kondensator. Der dort angeschlossene 1-MΩ-Widerstand wird aus zwei in Reihe liegenden 500-kΩ/0,5-W-Widerständen gebildet, um die nötige Spannungsfestigkeit zu erreichen. Die Belastbarkeit der Widerstände soll wenigstens 0,5 bzw. 1 W betragen. Die Leitungsverlegung ist — bis auf die Isolationsfrage — unkritisch. Die zu den Adaptersockeln führende Leitung soll höchstens 1 m lang sein. Der Tastenschalter 1 ··· 6 sollte nach der Verdrahtung mit reichlich Reinbenzin gereinigt werden, die Verwendung von Lötfett, aber auch in Spiritus gelöstem Kolophonium, ist ausgeschlossen. Das fertige Prüfgerät wird in ein kleines Holzkästchen mit Pertinaxfrontplatte eingebaut, dessen Tiefe von Trafo und Tastenschalter und dessen Breite von der Anordnung der Regler und Meßinstrumente bestimmt wird. Nach kurzer Einarbeitungszeit stellt dieses Prüfgerät eine nicht zu unterschätzende Reparaturhilfe dar.

KLAUS K. STRENG

Dimensionierungsprobleme bei Netzteilen (3 und Schluß)

Die Siebkette

Der Gleichspannung am Ausgang des Gleichrichters ist die Wechselspannung ΔU [s. Teil 1, radio und fernsehen 24 (1959) S. 735] überlagert. In den meisten Fällen stört diese die einwandfreie Funktion des Gerätes (Brummen) und muß beseitigt werden. Dies geschieht mit Hilfe einer Siebkette, die die Wechselspannung sperrt und die Gleichspannung nahezu

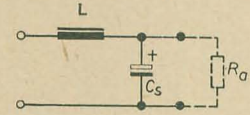


Bild 1: LC-Siebkette

unvermindert durchläßt (Bild 1). C_s ist der Siebkondensator, der die gleiche Größenordnung besitzt wie der Ladekondensator, L ist eine Drossel mit möglichst hohem induktiven Blind-, jedoch geringem Wirkwiderstand. Dies erklärt die ausschließliche Verwendung ferromagnetischen Kernmaterials in diesen Drosseln, die auch als Siebdrosseln bezeichnet werden. Wegen der Gleichstromvormagnetisierung muß der Kern einen Luftspalt erhalten. Die Berechnung solcher Drosseln ist umfangreich und kann — wegen der starken Streuungen der Daten des Kernmaterials — nur näherungsweise geschehen. Es sei hier auf die Spezialliteratur zu dieser Frage hingewiesen [1, 2, 3].

Aus der Vierpoltheorie ist bekannt, daß die Dämpfung der Wechselspannung nach Überschreiten der Grenzfrequenz in einer LC-Kette gemäß Bild 1 mit der Frequenz zunimmt. Die Brummspannung ist jedoch ein Frequenzgemisch, dessen exakte quantitative Zusammensetzung sich rechnerisch kaum erfassen läßt, da zu viele Einflüsse berücksichtigt werden müßten. Für den Extremfall $\delta \to 0$ läßt sich näherungsweise nach [4] folgende Fouriergleichung schreiben:

$$\frac{4\Delta U}{\pi}\left(\frac{\alpha}{\pi}\right)\left[\frac{\cos\alpha}{1-\left(\frac{2\alpha}{\pi}\right)^2}\cos p\omega t + \frac{\cos 2\alpha}{1-\left(\frac{4\alpha}{\pi}\right)^2}\cos 2p\omega t + \frac{\cos 3\alpha}{1-\left(\frac{6\alpha}{\pi}\right)^2}\cos 3p\omega t \cdots\right].$$

Ein derartiger Rechenaufwand lohnt jedoch nicht, um die Größe der einzelnen Brummkomponenten und damit ihre Dämpfung im Siebglied zu erfassen. Man begnügt sich deshalb auch hier mit einer Näherung.

Man nimmt an, die Brummspannung bestünde lediglich aus ihrer Grundfrequenz (ω bei Einweg, $p\omega$ bei Mehrweggleichrichtern) und berechnet die Dämpfung (den Siebfaktor) bei dieser Frequenz. Es ist dann

$$s = \sqrt{\left[1+\frac{r_L}{R_a}-(p\omega)^2 LC_s\right]^2 + (p\omega)^2\left(r_L\cdot C_s+\frac{L}{R_a}\right)^2}$$

oder, mit guter Näherung

$$s \approx (p\omega)^2 \cdot LC_s.$$

Es bedeuten:

r_L der Kupferwiderstand der Drossel,

L ihre Induktivität,

C_s die Kapazität des Siebkondensators und

R_a der Belastungswiderstand des Gleichrichters.

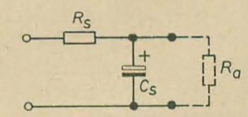


Bild 2: RC-Siebkette

Wichtig ist, daß für ω stets die Frequenz der Wechselspannung, die an dem Gleichrichter liegt, eingesetzt wird, unabhängig, ob Ein- oder Zweiweggleichung vorliegt.

Dort, wo es möglich ist, verwendet man statt der relativ teuren LC-Siebkette

auch eine RC-Kette, die wesentlich einfacher, kleiner und billiger ist (Bild 2). Diese Lösung ist natürlich unwirtschaftlich, da der Gleichspannungsabfall am RC-Glied stets proportional zum Wechselspannungsabfall ist. Man verwendet sie deshalb nur dort, wo der Gleichstrom sehr klein ist (große R_a) oder man den Gleichspannungsabfall vertragen kann.
Der Siebfaktor einer solchen Kette berechnet sich zu

$$s = \sqrt{\left(1 - \frac{R_s}{R_a}\right)^2 + (p\omega R_s C_s)^2}.$$

In den meisten Fällen genügt jedoch die bekannte Näherungsgleichung

$$s \approx p\omega R_s C_s.$$

Die am Ausgang der Siebkette verbleibende Brummspannung erhält man einfach durch Division der Brummspannung am Eingang durch den Siebfaktor. Da die Brummspannung in Wirklichkeit nicht nur aus der Komponente $p\omega$ besteht, sind die auf diesem Wege berechneten Restbrummspannungen alle etwas zu hoch. Dies wirkt sich auf das angeschlossene Gerät jedoch positiv aus, da die tatsächlichen Brummspannungen kleiner sind als die berechneten.

Hochfrequente Entstörung

Es ist allgemein üblich, am Netzteil Maßnahmen zu treffen, die das Eindringen von Hochfrequenz aus dem Netz verhindern. Dies ist besonders in der Nähe von Mittel- und Langwellensendern notwendig, da das räumlich ausgedehnte Starkstromnetz für diese Frequenzen eine gute Antenne bildet. In den dreißiger Jahren wurde das Netz sogar als Hilfsantenne für Rundfunkgeräte benutzt. Allerdings wird der Empfang dabei durch Schalt- und Motorgeräusche mehr oder weniger stark gestört, besonders bei Sendern geringer Feldstärke.
Sieht man von der erwähnten Ausnahme ab, so ist die vom Netz ins Gerät gelangende Hochfrequenz stets unerwünscht. Sie führt zum sogenannten abstimmbaren Modulationsbrumm, zu Trennschärfeschwierigkeiten beim Empfang des Ortssenders, zum „Durchschlagen" des Ortssenders in Kraftverstärkeranlagen und sogar zu unerwünschten Zeigerausschlägen bei empfindlichen Meßgeräten. Diese Erscheinungen treten nicht nur im unmittelbaren Nahfeld des Strahlers auf, sondern teilweise noch in einiger Entfernung.
Neben dem bereits erwähnten statischen Schirm im Transformator [siehe radio und fernsehen 1 (1960)] ist es allgemein üblich, die Anoden des Gleichrichters gegen Masse zu verblocken (Bild 3)[1]. Die Größe der Kondensatoren liegt bei 5 bis 10 nF, ihre Betriebsspannung ist keinesfalls zu knapp zu wählen (Empfehlung: $\geqq$ 700 V).
Es ist unbedingt zu empfehlen, die Gleichrichterröhre durch eine getrennte Feinschmelzsicherung zu schützen. Hierbei wird oft die Schaltung nach Bild 4 empfohlen, weil dadurch auch die Verblokkungskapazitäten abgesichert sind. Es gibt jedoch ein schwerwiegendes Argument gegen diese Schaltung: Bei Kurzschluß eines Verblockungskondensators schmilzt die Anodensicherung ab, bei richtiger Dimensionierung bleibt die Primärsicherung des Transformators meist erhalten. Was nun geschieht, zeigt Bild 5: Durch den Kurzschluß von C_2 liegt eine Anode des Gleichrichters an Null-Volt,

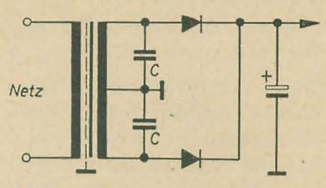


Bild 3: HF-Störschutz im Netzteil

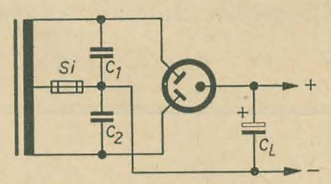


Bild 4: Unzweckmäßige Absicherung des Gleichrichters und der Störschutzkondensatoren

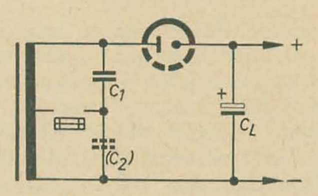


Bild 5: Schaltung nach Bild 4 nach Durchschlagen von C_2

das andere Gleichrichtersystem läuft mit doppelter Spannung als Einweggleichrichter weiter. Die Folgen für die Siebkondensatoren und — eventuell — die Endröhre dürften klar sein!
Man sollte deshalb unbedingt die Schaltung nach Bild 4 vermeiden. Günstiger ist es, die Sicherung hinter den Verblokkungskapazitäten anzuordnen, wie es Bild 6 zeigt. Hier muß man sich allerdings darauf verlassen, daß beim Durchschlagen einer der beiden Kondensatoren C_1 und C_2 die Primärsicherung Si_1 anspricht. Die Anodensicherung Si_2 schützt lediglich den Gleichrichter bei Durchschlagen des Lade- oder Siebelkos oder dergleichen.
Am günstigsten — wenn auch am aufwendigsten — ist die Schaltung nach Bild 7 mit je einer Sicherung in einer Anodenleitung.
In besonderen Fällen (Amateurstationen, Nahfeld von Großsendern) legt man zusätzlich zu den bereits erwähnten Maßnahmen eine HF-Siebkette in die Netzzuleitung (Bild 8). Die Kette soll auch bei den meist vorhandenen unsymmetrischen Netzen (Phase gegen Nulleiter) symmetrisch ausgeführt werden. Die Grenzfrequenz legt man an das niederfrequente Ende des Langwellenbereiches (etwa 100 kHz), als guter Erfahrungswert für den Wellenwiderstand haben sich Werte von 5 ··· 10 Ω bewährt. Die L-Werte liegen dann um etwa 1 ··· 3 μH, die C-Werte um 0,1 ··· 0,3 μF. Die Werte sind nicht kritisch, wohl aber die Belastbarkeit der Schaltelemente (Drahtstärke, Isolation). Sehr gut bewährt haben sich Doppeldrosseln, bei denen beide Wicklungen auf einem Kern sitzen (Wickelsinn beachten!). Wichtig ist, daß nach der Siebkette keine HF mehr in die Zuleitung eindringt (kurze, abgeschirmte Leitung, Siebkette abschirmen). Die Netzsicherung liegt selbstverständlich stets vor der Siebkette.

„Wechselstrom" oder „Allstrom"?

Es ist interessant, daß sich Allstromgeräte in den vergangenen dreißig Jahren der Rundfunkempfängerindustrie nicht generell durchsetzen konnten, obwohl man dadurch die relativ teuren Netztransformatoren einsparen könnte. Sieht man von Geräten für Wohnbezirke mit Gleichstrom (die im Verschwinden begriffen sind) und Kleinsupern einmal ab, so ist man doch stets zum „klassischen" Wechselstromgerät mit galvanischer Trennung vom Starkstromnetz zurückgekehrt.
Die Gründe hierfür sind: Durch die Verbindung der Null-Volt-Leitung mit dem Netz besteht stets die Gefahr von Unfällen, sei es durch den Betrieb in feuchten Räumen (Küche) oder durch sogenannte Selbstreparateure. Es sind umfangreiche Schutzmaßnahmen notwendig (Isolieren des Chassis, Berührungsschutz an den Bedienungsknöpfen usw.). Der Anschluß von Tonabnehmern ist ebenfalls erschwert. Bei der Reparatur der Geräte gibt es einige Schwierigkeiten, schon allein dadurch, daß beim Entfernen einer Röhre meist der ganze Heizkreis unterbrochen wird.
Schließlich führte der mögliche Betrieb des Gerätes am 110-V-Netz ebenfalls zu Schwierigkeiten, da frühere Röhrenserien bei kleinen Anodenspannungen relativ ungünstige Betriebsdaten besaßen. Dieses Argument ist heute (bis auf die Endröhre) überholt. Auch die relativ lange Anheiz-

[1] Bei Einweggleichrichtern ist es günstiger, den Kondensator parallel zum Gleichrichter zu legen (siehe auch Bild 9).

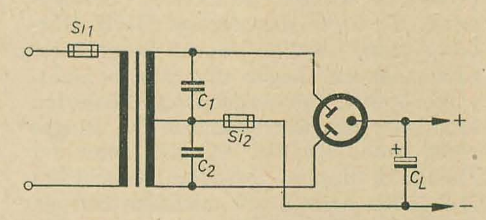


Bild 6: Zweckmäßigere Schaltung der Sicherung, die hier nur den Gleichrichter absichert

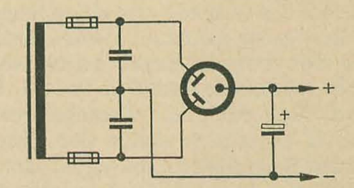


Bild 7: Sicherste Schutzschaltung des Zweiweggleichrichters

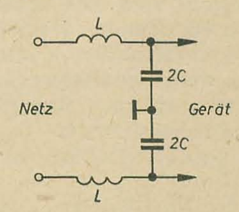


Bild 8: HF-Siebkette in der Netzzuleitung

zeit der durch einen nichtlinearen Widerstand (Urdox, Heißleiter) geschützten Röhrenheizfäden stellt kein ernsthaftes Hindernis dar.

Das über die Allstromgeräte Gesagte gilt im vollen Umfange auch für Geräte mit einem Zwitternetzteil (Serienheizung der Röhren, aber Autotrafo).

Für die Heizung solcher Zwitternetzteile gibt es eine interessante Lösung, die den Vorwiderstand durch einen Kondensator ersetzt (Bild 9). Angeregt wurde dieses Verfahren vor Jahren durch Ing. Fritz Kunze [5], und es wurde in den ersten Nachkriegsjahren von Amateuren oft verwendet. Die Größe der Kapazität berechnet sich exakt aus der Gleichung

$$C_H = \frac{I}{314 \sqrt{U_N^2 - U_R^2}}$$

(gültig für Wechselstrom 50 Perioden).

Es bedeuten:

I = Strom der Heizfäden.

U_N = Netzspannung,

U_R = Gesamtspannungsabfall an den Röhren.

Der große Vorteil dieser Schaltung besteht in der leistungslosen Vernichtung der Differenzspannung zwischen Röhren und Netz, die üblicherweise im Heizwiderstand in nicht unbeträchtliche Wärme umgesetzt wird. Der prinzipielle Nachteil liegt im großen Einschaltstromstoß, jedoch konnten vom Verfasser an einigen Dutzend umgebauter Geräte keine nachteiligen Folgen festgestellt werden.

Es ist überflüssig, zu betonen, daß nur Kondensatoren sehr guter Qualität und ausreichender Betriebsspannung (500 V) verwendet werden dürfen. Besonders geeignet sind die „selbstheilenden" MP-Kondensatoren.

Eine Ausnahme der auf Grund praktischer Erfahrungen aufgestellten Regel, möglichst „reine" Wechselstrom-Netzteile zu verwenden, bilden die Fernsehgeräte. Hier ist der Leistungsbedarf so hoch, daß die Transformatoren zu groß, zu schwer und zu teuer würden.

Der Amateur sollte grundsätzlich „reine" Wechselstromnetzteile verwenden (eventuell mit Ausnahme des Fernsehgerätes). Seine Geräte sind meist (wenigstens im Anfangsstadium) nicht in isolierende Gehäuse eingebaut. Die „Laborbedingungen" stehen stets im Widerspruch zu den VDE-Regeln bzw. zu anderen Arbeitsschutzvorschriften. Andererseits sind diese Geräte in der Wohnung auch dritten Personen zugänglich (Kindern, Besuch), und es muß mit Nachdruck darauf hingewiesen werden, daß der Amateur für Unfallschäden haftet, die durch seine Geräte verursacht werden. Dies sollte man sich auch bei „fliegenden" Aufbauten vor Augen halten.

Selbstverständlich konnten in diesem Beitrag nicht alle Probleme des Netzteiles umfassend behandelt werden. Besonders wurde auf ausgesprochene Spezialschaltungen (Heiz- und Hochspannungsgleichrichter, Spannungsverdopplerschaltungen usw.) bewußt verzichtet.

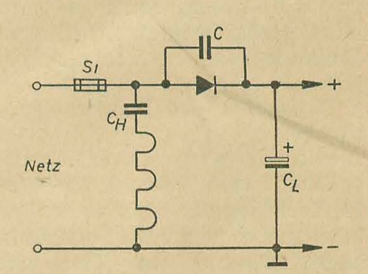


Bild 9: Einweggleichrichter mit Blindwiderstand (C_H) im Heizkreis

Sinn des Beitrages war es, die grundsätzlichen Probleme des oft unterschätzten Netzteiles unserem Nachwuchs klarzumachen und ihm einige Lösungswege zu zeigen. Für den Amateur dürften besonders die Tabellen des Teiles 2 von Interesse sein, da er meist nicht über derartige Unterlagen verfügt.

Literatur

[1] Sommer: Diagramme zur Berechnung von Ausgangsübertragern; Funk und Ton 11 (1948) S. 549 ··· 563

[2] Feldtkeller: Diagramme zur Berechnung vormagnetisierter Drosselspulen; Funk und Ton 5 (1947), S. 227 ··· 235

[3] Pitsch: Hilfsbuch für die Funktechnik; 4. Auflage, Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G. Leipzig 1957

[4] Telefunken Laborbuch Band I, Ulm 1957

[5] Kunze: Amerikanische Röhren und russische Röhren; Funkschau-Verlag München 1944

Herr Griebsch und die Tausend kleinen Dinge!

Unser Autor und Leser Herr Jakubaschk teilte uns folgende Einzelheiten über die Absichten des HO-Industriewarenhandels seiner Heimatstadt Görlitz mit. Dort gibt es unter den Industriewaren-Verkaufsläden auch ein Rundfunk-Elektrogeschäft unter seinem rührigen Leiter, Herrn Griebsch. Im Lauf der Zeit ist von Herrn Griebsch und wohl auch zum Teil schon von seinen Vorgängern ein erhebliches Geschäft mit Bauelementen aufgebaut worden, Spulensätze, Drehkos, Sockel, Widerstände, Kondensatoren, ja sogar Dioden und Transistoren, das von kundigen Bastlern bis aus Zittau, Cottbus, ja sogar Frankfurt (Oder) und Dresden in Anspruch genommen wurde. Natürlich traten dabei — das sei nur ganz am Rande erwähnt — auch die bekannten Unzulänglichkeiten unseres Handels in Erscheinung. So hatte das dortige GHK Ohrhörer zum „diktina"-Gerät in größerer Stückzahl auf Lager und wußte nicht, wohin damit, weil die ach so qualifizierten Einkäufer des Einzelhandels die Dinger nicht haben wollten. Als sich dann der Einkäufer unseres besagten Geschäftes Mut faßte, zehn Stück mitnahm und ein Hörer ins Schaufenster gelegt wurde, wurden die zehn natürlich in reißendem Tempo abgesetzt. Ebenso mit Transistoren! Als das Geschäft vor schon längerer Zeit den ersten größeren Posten bekam, wußte man mangels Sachkenntnis wieder nicht so recht, was damit zu tun sei. Erst als man sich auf gutes Zureden unseres Herrn J. entschloß, einige der Transistoren ins Schaufenster zu legen, war der ganze Posten in einer Woche verkauft!

Aber das soll jetzt nicht unser Anliegen sein — obwohl man sich natürlich mit Sorge fragt, wie denn der Handel die Produktion an industriellen Konsumgütern lenken will, wenn er mangels Sachkenntnis über den wirklichen Bedarf teilweise ungenügend informiert ist.

Aber, wie gesagt, darüber jetzt nichts mehr.

Hingegen hat Herr Griebsch, nachdem er mit dem Aufbau des Einzel- und Versandhandels mit Bauelementen und Einzelteilen wirklich eine gute Leistung vollbracht hat, sich jetzt — immer nach den Informationen unseres Herrn J. — entschlossen, selbigen wieder einzustellen. Darin findet er auch die Unterstützung des Direktors des HO-Industriewaren-Kreisbetriebes Schilda . . . Verzeihung, Görlitz!, Herrn Roch. Denn, nicht wahr, es sei doch viel einfacher, einen Fernsehempfänger zu verkaufen, als dieses murklige Zeug, und der Gewinnplan sei damit doch auch viel schneller und leichter erfüllt, und außerdem sei der Hauptbuchhalter „durch Auswertung der Handelskonferenz" zu der Erkenntnis gekommen, die Rentabilität steigern zu müssen, und sei daher gegen das Versandgeschäft . . .

Nein, liebe Leser, es geht nicht. Ich bitte um Verzeihung. Ich wollte eine Glosse darüber schreiben, aber ich kann es nicht. Da schreibt also seit Wochen unsere Presse über die Notwendigkeit, die „Tausend kleinen Dinge" des täglichen Lebens zu produzieren und zu handeln, da findet Ende vergangenen Jahres eine große Handelskonferenz statt unter dem Motto: Allseitige Befriedigung der Bedürfnisse der Bevölkerung, und als Resultat stellt man den Handel mit den tausend kleinen Dingen des Bastlerbedarfs ein, und ein Hauptbuchhalter entdeckt „die Rentabilität"! Auf diese Art und Weise mißkreditieren diese Leute die Planwirtschaft in den Augen der Bevölkerung, obwohl diese an dem Unverstand einiger Hauptbuchhalter völlig unschuldig ist! Man braucht nämlich nur richtig zu planen, meine Herren, und man wird mit der Erfüllung des Umsatzplanes, des Gewinnplanes und damit mit der geplanten Steigerung der Rentabilität keine übergroßen Schwierigkeiten haben!

Dem Hauptbuchhalter, dem Herrn Griebsch und dem Herrn Roch aber wünschen wir lautstarke Söhne und Enkel, die begeisterte Bastler sind . . .

Schäffer

HEINZ BRAUNERT

Bauanleitung für eine RLCZ-Meßbrücke (1)

Im nachstehenden wird eine Bauanleitung für eine RLCZ-Meßbrücke ausführlich behandelt, deren Material und Einzelteile ausschließlich aus der DDR-Produktion stammen. Bei einem Nachbau bereitet also die Materialfrage keine Schwierigkeit.

Einleitung

In der Reparatur-Praxis ist es häufig notwendig, die elektrischen Größen von Widerständen, Kondensatoren, Spulen, Drosseln usw. zu messen. Bei Anpassungen von Lautsprechern an den Ausgangstrafo, und bei Anpassungen des Ausgangstrafos an die Endstufe, sind einige Rechnungen erforderlich. Um die zeitraubenden Berechnungen zu ersparen, wurde bei dieser Meßbrücke eine Scheinwiderstands-(Z)-Messung berücksichtigt. Beim Neubau von NF-Verstärkern ist die Z-Messung sehr wertvoll, denn der Lautsprecher ist nun einmal das schwächste Glied im Gerät, und man muß daher bestrebt sein, gerade hier ein Optimum an Leistung und Klangqualität durch genaue Anpassung zu erreichen. In vielen praktischen Fällen

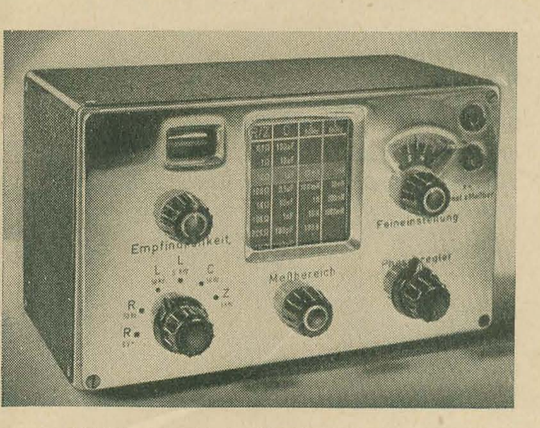


Bild 1: Ansicht des Gerätes

kommt es vor, daß für R-, L- und C-Messungen nur jeweils einzelne Meßgeräte zur Verfügung stehen. Diese sind entsprechend teuer, ohne jedoch Impedanzmessungen zu ermöglichen. Aus diesen Überlegungen heraus entstand dieses Gerät (Bild 1).

Es ist klein und handlich (25×15×12,5 cm) und paßt somit auf jeden Arbeitsplatz. Um unabhängig von fremden Tonfrequenzquellen zu sein — bei den meisten handelsüblichen Brücken ist dies nicht der Fall — wurde ein Tonfrequenzgenerator vorgesehen. Folgende Messungen sind durchführbar:

R mit 6 V– 0 ··· 100 kΩ,
R mit 1,5 V~ 0 ··· 10 MΩ,
L mit 50 Hz 10 mH ··· 100 H,
L mit 5 kHz 1 mH ··· 1 H,
C mit 50 Hz 10 pF ··· 100 μF und
Z mit 1 kHz 10 ··· 100 kΩ.

Die einzelnen Bereiche sind nach Dekaden unterteilt.

Elektrische Funktion

Für alle Messungen wurde, um eine genaue Anzeige zu erhalten und unabhängig von Netzspannungsschwankungen zu sein, die Brückenschaltung gewählt. Die Meßspannungen sind so niedrig, daß Beschädigungen des Meßobjektes, z. B. bei eventuellen Messungen von Niedervolt-Elkos, nicht vorkommen können. Durch diese geringe Speisespannung für den Brückenzweig scheidet eine Anzeige durch ein Galvanometer aus. Es wurde deshalb ein Verstärker mit Magischem Auge als Indikator verwendet. Die für die L- und Z-Messungen benötigten Tonfrequenzspannungen (5 kHz und 1 kHz) liefert der Tongenerator. Funktionsmäßig setzt sich somit die Schaltung aus folgenden Teilen zusammen: Brückenzweig, Meßverstärker und Tongenerator. Der Netzteil versorgt den Meßverstärker mit den erforderlichen Gleich- und Heizspannungen sowie den Brückenzweig bei R-, L- und C-Messungen.

Die Brückenschaltung

Für alle Meßbereiche gilt der Widerstandsbereich. Bei C-Messungen ist zwar die Anzeige in pF, nF und μF geeicht, gemessen aber wird der Wechselstromwiderstand des Prüfkondensators. Das gleiche gilt für die beiden L-Bereiche. Hierbei wird der induktive Widerstand der Spulen gemessen. Die Z-Messung dagegen ist eine echte Impedanzmessung. Hierbei ist eine richtige Anzeige nur dann zu erreichen, wenn der Ausgangstrafo mit der Schwingspule des Lautsprechers verbunden ist. Bei offenem Trafo ist keine Impedanzmessung möglich.

Das Brückengleichgewicht ist durch eine Umschaltung des Brückenzweiges bei R-, L-, C- und Z-Messungen gesichert. Außerdem sind bei allen Meßbereichen die Brückennormale $R_1 \cdots R_8$ eingeschaltet. Durch die dekadische Unterteilung der Bereiche ergeben sich für $R_1 \cdots R_8$ gerade Werte. Der Widerstandsbereich ist somit von 0 ··· 10 Ω ··· 1 MΩ ··· 10 MΩ aufgeteilt. Parallel dazu verlaufen die anderen Bereiche. Die Brückennormalen $R_1 \cdots R_8$ müssen natürlich genaue Werte besitzen, da hiervon die Meßgenauigkeit abhängt.

Aus dem Gesamtschaltbild ist die Funktion des Brückenzweiges nicht ohne weiteres erkennbar, so daß für die jeweiligen Bereiche der Brückenzweig einzeln dargestellt wird. Bild 2 zeigt die Brückenschaltung bei R-Messungen. Die Brückennormalen $R_1 \cdots R_8$ bestimmen die Größenordnung des jeweiligen Bereichs und werden entsprechend eingeschaltet. Der Brückenregler P_2 = 5 kΩ ist ein Drahtpotentiometer und dient zum Feinabgleich der Brücke. R_{11} und R_{10} sind Drahtwiderstände mit Abgriffschellen. Ihre Aufgabe wird unter „Eichen" näher beschrieben. Die Brückenschaltung bei L-Messungen mit 50 Hz zeigt Bild 3. Wie

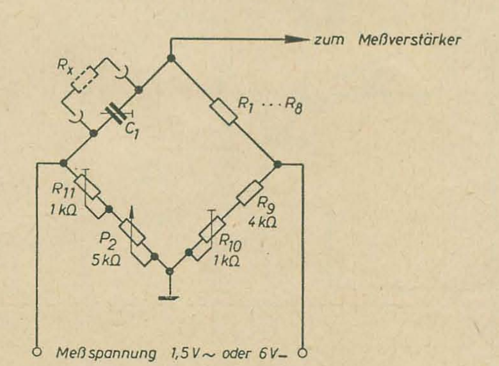


Bild 2: Brückenschaltung bei R-Messung

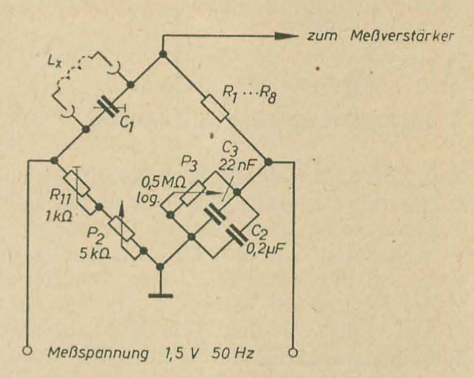


Bild 3: Brückenschaltung bei $L_{(50\ Hz)}$-Messung

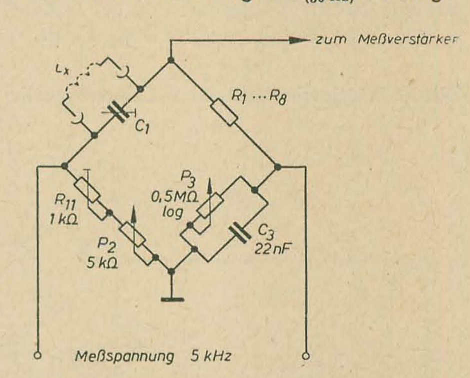


Bild 4: Brückenschaltung bei $L_{(5\ kHz)}$-Messung

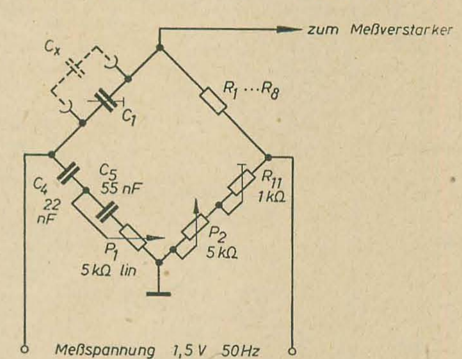


Bild 5: Brückenschaltung bei C-Messung

bereits erwähnt, wird bei L-Messung der induktive Widerstand gemessen. Für die bei Widerstandsmessung eingeschalteten Brückenwiderstände R_9 und R_{10} liegt hier eine Parallelschaltung, bestehend aus den Kapazitäten C_2 und C_3 und dem Potentiometer P_3 im Brückenzweig vor (Bild 3). P_3 dient zum Phasenabgleich, um durch Ausgleich des Wirkwiderstandes der In-

duktivität ein scharfes Anzeigeminimum zu erhalten.
Bild 4 zeigt die Brückenschaltung bei L-Messungen mit 5 kHz. Gegenüber der L-Messung mit 50 Hz fehlt hier der Kondensator C_2. Die Meßbereiche werden damit um den Faktor 0,1 verringert.

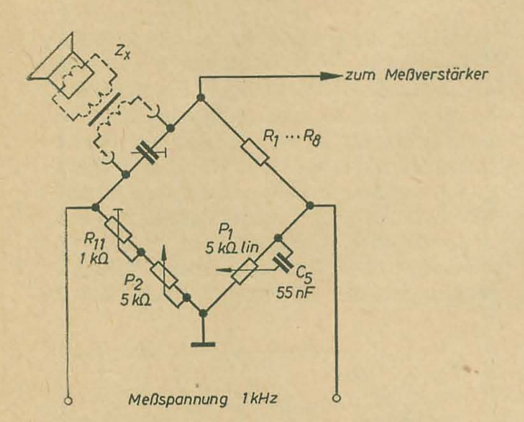


Bild 6: Brückenschaltung bei Z-Messung

Aus Bild 5 ist ersichtlich, daß für C-Messungen die Brückenregler P_2 und R_{11} im anderen Brückenzweig liegen. Durch diese Umschaltung ist das Brückengleichgewicht wieder hergestellt. Das Potentiometer P_1 dient in Verbindung mit C_5 als Phasenregler. Mit dem Trimmer C_1 kann die Eigenkapazität der Brücke bei Messungen kleiner Kapazitäten kompensiert werden. Die Brückenschaltung bei Z-Messungen gibt Bild 6 wieder. Zum Feinabgleich der Brücke dient hier wie bei allen Bereichen der Regler P_2. Mit P_1 ist der Phasenabgleich möglich. Die Phasenregelung selbst wird später behandelt.

Der Verstärker

Um das gesamte Gerät in seinen Abmessungen klein zu halten, wurde der Verstärker mit modernen Röhren bestückt. Die Röhren EBF 80, EC(C) 85 und EM 80 arbeiten als Indikator. Bild 7 zeigt das komplette Schaltbild. Das Pentodensystem von $Rö_1$ (EBF 80) verstärkt die Brückenwechselspannung bei nicht abgeglichener Brücke. Damit liegt an der Gleichrichterdiode $Rö_{2I}$ eine genügend hohe Steuerspannung. Die Gittervorspannung für $Rö_1$ wird durch R_{22} erzeugt. C_{13} verhindert die Gegenkopplung. Die am Arbeitswiderstand R_{23} liegende verstärkte Brückenspannung wird über C_{11} den Gleichrichterdioden ($Rö_1$) zugeführt. Als Diodenlastwiderstand wird der Empfindlichkeitsregler P_6 verwendet. Der hinter P_6 liegende Gleichspannungsverstärker vergrößert die Anzeigesteilheit der Brücke und ermöglicht es, die Anzeigeröhre $Rö_3$ (EM 80) doppelt zu steuern. Bei völlig unabgeglichener Brücke sperrt die Steuerspannung $Rö_{2I}$. Durch die Kaskodeschaltung von $Rö_{2I}$ und $Rö_3$ teilt sich die Betriebsspannung im Verhältnis der Innenwiderstände beider Röhren, so daß an $Rö_3$ nur eine Restspannung von etwa 80 V verbleibt. $Rö_3$ ist damit stark abgedunkelt. Nähert sich der Brückenabgleich dem Minimum, sinkt die Steuerspannung, und die Sperrung von $Rö_{2I}$ wird teilweise aufgehoben. Damit sinkt der Innenwiderstand von $Rö_{2I}$, und die Spannung steigt an $Rö_3$. Der Leuchtschirm wird hell. Die Grobanzeige des Brückengleichgewichts ist also eine Hell-Dunkelsteuerung des Leuchtschirmes. Ist das Brückenminimum erreicht, sinkt die Steuerspannung auf Null, und die Spannung an $Rö_{2I}$ fällt weiter. Die Katodenspannung an $Rö_3$ nähert sich der durch den Spannungsteiler festgehaltenen Gitterspannung. Der Abgleich des Spannungsteilers wird unter „Eichen" erläutert. Eine Kompensation der Gitterspannung von $Rö_3$ bei Netzspannungsänderungen wird durch die Festlegung der Spannungsteilerwiderstände P_7 und R_{27} erreicht. Da Heizfaden und Katode der Röhren nur 90 bzw. 100 V betragen darf, wurde der gesamte Heizkreis auf +90 V gelegt. Die zulässige Spannung der $Rö_3$ wird damit bei Dunkeltastung nicht überschritten. Der Widerstand R_{25} sowie die Kondensatoren C_{12} und C_{14} dienen zur Siebung und Glättung der Steuerspannung.
Bei der Messung von Widerständen mit Gleichspannung ist die von der Brücke kommende Spannung zu zerhacken. Dies geschieht durch einen elektronischen Zerhacker, der zwei periodisch öffnende und sperrende Dioden besitzt. Die Schaltung wird als Brücke ausgebildet, um eine Beeinflussung des Meßverstärkers durch die Hilfsspannung zu verhindern. Als Dioden werden Kristalldioden vom Typ OA 685

Bild 7: Prinzipschaltbild der RLCZ-Meßbrücke

vom Werk für Fernmeldewesen Berlin verwendet.

Tongenerator

Der Tongenerator wird zur Speisung der Brücke bei $L_{(5\ kHz)}$- und Z-Messungen benötigt. $Rö_{2II}$ arbeitet mit einer induktiven Rückkopplung. Der Ausgangsübertrager besitzt eine Primärimpedanz von 7 kΩ mit einer Anzapfung bei 4,5 kΩ. Seine Sekundärimpedanz soll etwa 5 Ω betragen. Um einen sinusförmigen Schwingungsverlauf zu erhalten, werden die Katodenwiderstände für die beiden Frequenzen einzeln ausgeführt und nach Kurvenform abgeglichen. Schalter S_{30} legt jeweils bei $L_{(5\ kHz)}$- und Z-Messungen den betreffenden Katodenwiderstand an Masse. Der Tongenerator ist damit bei R-, $L_{(50\ Hz)}$- und C-Messungen abgeschaltet. Die Schwingkreiskondensatoren C_{16} und C_{17} müssen nach dem vorhandenen Ausgangsübertrager berechnet werden (siehe „Eichen").

Netzteil

Als Netztransformator wurde der Kern eines VE-Dyn-Trafos verwendet, dessen Querschnitt für den geringen Leistungsbedarf des Gerätes ausreichend ist. Diese Trafos werden noch ausreichend von den Großhändlern und Bastlergeschäften angeboten. Für den Fall, daß ein anderer Trafo verwendet wird, sind die Heiz- und Anodenwicklungen zu entfernen. Die Primärwicklung kann auf dem Kern bleiben. Vor der Demontage ist aus der Heizwicklung die Windungszahl pro Volt zu errechnen. Hierfür dividiert man die Anzahl der Windungen durch vier.
Tabelle 1 vermittelt die nötigen Angaben über die Drahtstärke sowie Windungszahlen. Wird ein nicht einwandfreier Trafo verwendet, so sind sämtliche Windungen vom Wickelkörper zu entfernen, und der Trafo ist vollständig neu zu wikkeln. Es wird besonders darauf hingewiesen, daß nur ein VE-Dyn-Trafo verwendet werden kann oder ein in seinen Abmessungen gleicher Kern, da platzmäßig nur ein solcher im Gerät unterzubringen ist.

Tabelle 1: Wickeldaten für den Netztransformator Typ VE-Dyn

Wicklung	Daten
Netzwicklung:	1500 Wdg 0,2 CuL, 220 V
Schutzwicklung:	1 Lage Kupferfolie, einpolig an Masse
Anodenwicklung:	2000 Wdg 0,08 CuL, 250 V 15 mA
Heizwicklung:	50 Wdg 0,8 CuL, 6,3 V 1 A
Schutzwicklung:	1 Lage 0,12 CuL, einpolig an Masse
Brückenspannung:	64 Wdg 0,5 CuL für Graetzgleichrichter
Schutzwicklung:	1 Lage 0,12 CuL, einpolig an Masse
Steuerspannung:	24 Wdg 0,3 CuL, 3 V 30 mA
Schutzwicklung:	1 Lage 0,12 CuL, einpolig an Masse
Brückenspannung:	12 Wdg 0,5 CuL, 1,5 V 0,5 A

Beim Wickeln sind die nachstehenden Hinweise zu beachten. Es sind nur die in Tabelle 1 angegebenen Drahtstärken zu verarbeiten, da sonst der Wickelraum nicht ausreicht. Um übermäßige Erwärmung zu verhindern, sind dünnere Drahtsorten nicht zu verwenden. Die angegebenen Schutzwicklungen sind unbedingt auf den Trafo zu wickeln, da sonst keine einwandfreien Messungen möglich sind. Die Primärwicklung ist zuerst auf den leeren Spulenkörper aufzuwickeln. Aus Platzgründen ist Windung an Windung zu wikkeln, und nach jeder Lage Draht ist eine Lage dünnes Kondensatorpapier erforderlich. Das Kondensatorpapier kann einem alten Becherkondensator 4 ··· 10 μF entnommen werden. Der Kondensatorwickel ist, um das Papier von der Staniolfolie zu trennen, zu erwärmen. Das Papier selbst besteht auch noch aus mehreren Lagen, die ebenfalls durch Erwärmung zu trennen sind. Außerdem ist darauf zu achten, daß bei zunehmender Lagenzahl nicht zu breit gewickelt wird, da sonst von den oberen Lagen eine Windung nach unten rutscht und mit den unten liegenden Lagen einen Kurzschluß bildet. Auf die Primärwicklung ist eine Schutzwicklung aus Kuperfolie aufzubringen, deren Breite gleich der Breite des Spulenkörpers ist. Die Länge wird so bemessen, daß sich Anfang und Ende ungefähr 5 mm überlappen. Zwischen diesen ist ein 2 cm breiter Streifen Ölleinen zu legen. Anfang und Ende sind damit voneinander isoliert. Ohne Isolation kann durch eine entstehende Kurzschlußwindung der Trafo zerstört werden. Die Folie ist mit einem isolierten Draht zu verlöten, der herausgeführt wird. Ferner sind bei allen Wicklungen Anfang und Ende mit Isolierschlauch passender Größe zu überziehen. Es ist möglichst fest zu wickeln, sowie Anfang und Ende jeder Wicklung mit Schnur abzubinden. Nach der Schutzwicklung folgen zwei Lagen Papier. Danach kann die Anodenwicklung für 250 V gewickelt werden. Es gilt hier das gleiche wie für die Netzwicklung, wobei nach jeder Lage Draht eine Lage Papier liegt. Die Anodenwicklung wird mit zwei Lagen Papier abgeschlossen, worauf anschließend die Heizwicklung aufzutragen ist. Nach zwei Lagen Papier wird hier eine Lage Draht als Schutzwicklung einpolig herausgeführt. Danach folgt die 8-V-Wicklung für den Graetzgleichrichter. Nach einer Lage Papier wird eine Lage Draht als Schutzwicklung einpolig herausgeführt, und nach einer weiteren Lage Papier liegt die 3-V-Wicklung für die Steuerspannung des elektronischen Zerhackers. Die weitere Reihenfolge ist: Papierlage, Schutzwicklung, eine Lage Ölleinen und die 1,5-V-Wicklung für die Brückenspannung. Damit wären die Wickelarbeiten abgeschlossen. Die Bleche werden wechselseitig geschichtet und fest verschraubt. Rechts und links vom Trafo wird je eine sechspolige Lötösenleiste angebracht, an der die jeweiligen Wicklungsenden anzulöten sind. Für die Anodenstromversorgung wurde eine Einweggleichrichtung gewählt, mit C_7 als Ladeelko und C_6 als Siebelko. R_{29} dient zur Siebung. Als Gleichrichter wird ein Selengleichrichter 250 V/30 mA verwendet. Die für Widerstandsmessungen erforderliche Brückengleichspannung wird durch einen Selengleichrichter in Graetzschaltung gewonnen. C_{15} dient hier zur Siebung und R_{15} zur Begrenzung. Der Graetzgleichrichter wird aus 4 Stück einwandfreien 60-mA-Selenplatten zusammengebaut und entsprechend geschaltet. P_4 ist ein Entbrummer und darf — falls der Schleifer nicht isoliert ist — nicht direkt mit dem Chassis verschraubt werden (Isolationszwischenlage). Für C_6 und C_7 ist aus Platzgründen ein Doppelelko zu verwenden. Die Widerstände R_{30} und R_{31} sind als Spannungsteiler geschaltet und legen den Heizkreis auf +90 V. Die Abschaltung der Netzspannung geschieht durch einen einpoligen Kippschalter. Als Netzanschluß dient eine Gerätesteckergarnitur und als Sicherungshalter ein Schraubelement. Alle drei Teile sind an der Rückseite des Gerätes montiert, ebenso die Erdbuchse.

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

Teil	Bezeichnung	Wert	Belastbarkeit
R_1	Drahtwiderstand	1 Ω	4 W
R_2	Drahtwiderstand	10 Ω	4 W
R_3	Drahtwiderstand	100 Ω	4 W
R_4	Drahtwiderstand	1 kΩ	4 W
R_5	Schichtwiderstand	10 kΩ	1 W
R_6	Schichtwiderstand	100 kΩ	1 W
R_7	Schichtwiderstand	1 MΩ	1 W
R_8	Schichtwiderstand	10 MΩ	1 W
R_9	Schichtwiderstand	4 kΩ	1 W
R_{10}	Drahtwiderstand	1 kΩ	3 W mit Schelle
R_{11}	Drahtwiderstand	1 kΩ	3 W mit Schelle
R_{12}	Schichtwiderstand	200 kΩ	0,25 W
R_{13}	Schichtwiderstand	10 kΩ	0,25 W
R_{14}	Schichtwiderstand	5 kΩ	0,25 W
R_{15}	Drahtwiderstand	100 Ω	1 W
R_{16}	Schichtwiderstand	100 Ω	0,5 W
R_{17}	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,5 W
R_{18}	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,5 W
R_{19}	Schichtwiderstand	100 Ω	0,5 W
R_{20}	Schichtwiderstand	100 Ω	0,5 W
R_{21}	Schichtwiderstand	15 kΩ	0,5 W
R_{22}	Schichtwiderstand	2 kΩ	0,25 W
R_{23}	Schichtwiderstand	200 kΩ	0,25 W
R_{24}	Schichtwiderstand	500 kΩ	0,25 W
R_{25}	Schichtwiderstand	1 MΩ	0,25 W
R_{26}	Schichtwiderstand	0,5 MΩ	0,25 W
R_{27}	Schichtwiderstand	0,5 MΩ	0,25 W
R_{28}	Schichtwiderstand	0,5 MΩ	0,25 W
R_{29}	Schichtwiderstand	3 kΩ	1 W
R_{30}	Schichtwiderstand	250 kΩ	0,5 W
R_{31}	Schichtwiderstand	400 kΩ	0,5 W
R_{32}	Drahtwiderstand	10 Ω	2 W
R_{33}	Drahtwiderstand	5 Ω	1 W
P_1	Potentiometer	5 kΩ	lin
P_2	Potentiometer	5 kΩ	lin
P_3	Potentiometer	500 kΩ	log
P_4	Potentiometer	100 Ω	
P_5	Potentiometer	100 Ω	
P_6	Potentiometer	1 MΩ	lin
P_7	Potentiometer	250 kΩ	lin
C_1	Trimmer	20 pF	maximal
C_2	Sikatropkondensator	0,2 μF	125 V
C_3	Sikatropkondensator	22 nF	125 V
C_4	Sikatropkondensator	22 nF	125 V
C_5	Sikatropkondensator	55 nF	125 V
C_6, C_7	Doppel-Elko	2 × 8 μF	550 V
C_8	Styroflexkondensator	1 nF	125 V
C_9	Styroflexkondensator	1 nF	125 V
C_{10}	Sikatropkondensator	50 nF	500 V
C_{11}	Sikatropkondensator	0,1 μF	500 V
C_{12}	Sikatropkondensator	50 nF	125 V Papier
C_{13}	Elko	100 μF	35 V
C_{14}	Elko	8 μF	385 V
C_{15}	Elko	100 μF	35 V Rollblock
C_{16}, C_{17}	sind zu berechnen		
C_{18}	Sikatropkondensator	5 nF	500 V

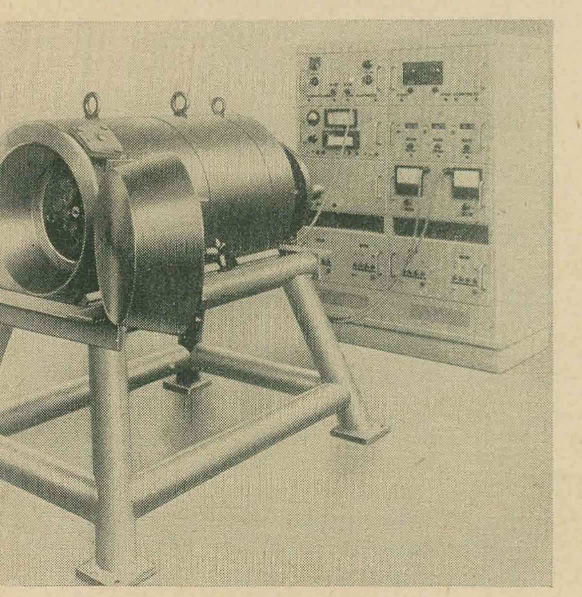
Moderne elektronische Meßgeräte für Forschung und Technik

Im Oktober vergangenen Jahres fand auf dem Gelände der Adlershofer Institute der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin eine Ausstellung statt. Neben vielen anderen technisch-wissenschaftlichen Instituten gab dort auch das Institut für Gerätebau, Berlin-Oberschöneweide, einen Überblick über sein umfangreiches und vielseitiges Programm.
Dieses Institut befaßt sich vor allem mit der Entwicklung von Spezialgeräten für Institute der Akademie sowie für andere wissenschaftliche Institutionen der DDR.
Dieser Bericht vermittelt nur einen kurzen Überblick über interessante Einzelheiten der elektronischen Ausrüstung einiger Anlagen, die in Adlershof zu sehen waren. Den Lesern von „radio und fernsehen", denen die Elektronik vor allem aus der Perspektive des Nachrichtentechnikers bekannt ist, wird diese Information willkommener Anlaß sein, sich auch für dieses Teilgebiet ihres Fachs zu interessieren.

Das Paläometer PLM 1 (Bild 1) dient zur Bestimmung des Alters kohlenstoffhaltiger Substanzen auf Grund der Messung des Verhältnisses zwischen dem natürlichen β-aktiven Kohlenstoffisotop ^{14}C und den stabilen Isotopen ^{12}C und ^{13}C. Das Isotop ^{14}C ist ein weicher β-Strahler, d. h. der von einem Zählrohr abgegebene Impuls bei einem ^{14}C-Zerfall ist klein. Wegen des kleinen Isotopenverhältnisses ist auch die Zahl der im Zählrohrvolumen (etwa 1 Liter) stattfindenden ^{14}C-Zerfälle je Zeiteinheit sehr gering, viel kleiner als die Zahl der Höhenstrahlpartikel, die in der Zeiteinheit das Zählrohrvolumen treffen und dort überwiegend viel größere Impulse auslösen. Es besteht also die Notwendigkeit, Höhenstrahlimpulse und ^{14}C-Impulse zu unterscheiden und die letzteren gesondert zu zählen.

Wenn ein ^{14}C-Kern zerfällt, so spricht nur das die gasförmige Probe enthaltende Meßzählrohr an (Bild 2). Ein Höhenstrahlimpuls, der das Meßzählrohr trifft, muß vorher auch mindestens eines der Höhenstrahlzählrohre ausgelöst haben. Bild 3 zeigt die prinzipielle Anordnung der Höhenstrahlzählrohre H um das Meßzählrohr M. Sobald je ein Impuls vom Meßzählrohr und einem oder mehreren der Höhenstrahlzählrohre gleichzeitig der sogenannten „Antikoinzidenzstufe" zugeführt werden, wird der Zählkanal gesperrt. Nur wenn eine bestimmte Zeit vor und nach einem Impuls des Meßzählrohrs kein Impuls der Höhenstrahlzählrohre eintrifft, wird dieser Meßimpuls gezählt.

Bild 1: Paläometer PLM 1, vorn der Abschirmpanzer, der die Zählrohre aufnimmt



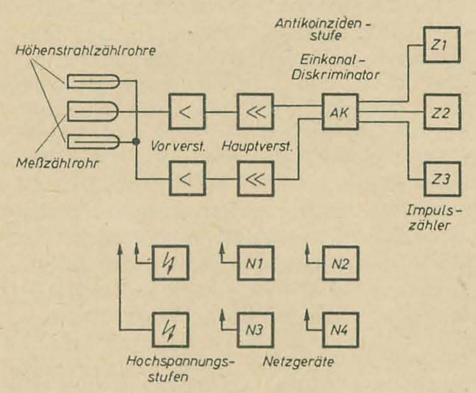


Bild 2: Blockschaltbild der Paläometeranlage

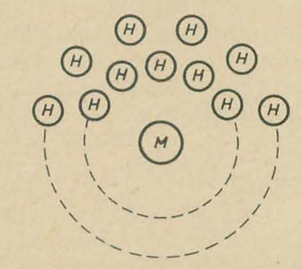


Bild 3: Prinzipielle Anordnung der Höhenstrahlzählrohre H um das Meßzählrohr M

Bild 2 gibt einen Überblick über die Einzelgeräte dieser Anlage. Zwei Hochspannungsgeräte erzeugen die Zählrohrspannungen (3 ··· 6 kV und 1,5 ··· 3 kV, Langzeitkonstanz besser als $\pm 5 \cdot 10^{-3}$). Dem Meßzählrohr folgt ein Impulsverstärker ($V = 5 \cdot 10^4$; Anstiegszeit 0,15 μs; übersteuerungssicher für Eingangsimpulse, die dem 100fachen Wert der Vollaussteuerung entsprechen; Ausgangsspannung max. 100 V). Der Impulsverstärker der Höhenstrahlzählrohre besitzt eine 2000fache Verstärkung und ist ebenfalls übersteuerungsfest. In der Antikoinzidenzstufe ist neben der bereits erwähnten Funktion ein Einkanal-Amplitudenanalysator vorgesehen, der es gestattet, nur die Impulse zu zählen, deren Amplituden zwischen zwei einstellbaren Werten liegen. Drei Zählstufen mit je zwei dekadischen Zählrohren S 10 S 1 und einem vierstelligen elektromechanischen Zählwerk ermöglichen die Zählung der ^{14}C-Impulse, der Gesamtimpulszahl des Meßzählrohrs und der Höhenstrahlung.

Mit dem Zeitzählgerät ZZG 1 können kurze Zeitintervalle von 5 μs ··· 100 s gemessen werden (Bild 4). Ein quarzgesteuerter Normalfrequenzgenerator erzeugt periodische Impulsfolgen von 200 kHz bzw. 20 kHz. Vom Beginn und Ende des zu messenden Vorgangs wird je ein Impuls abgeleitet. Das kann mit mechanischen Ruhe- oder Arbeitskontakten oder aber mit elektronischen und elektrischen Gebern (z. B. Fotozellen, Induktionsspulen o. ä.) geschehen. Der Startimpuls öffnet die Torstufe, der Stopimpuls schließt sie wieder, und die in der Zeit zwischen Start- und Stopimpuls die Torstufe passierenden Normalimpulse werden im Zählwerk gespeichert. Dieses besteht aus einem 2 : 1- und sechs 10 : 1-Untersetzern mit Glimmlampenanzeige, siehe radio und fernsehen 22 ··· 24 (1956): „Elektronische Impulszählschaltungen". Die von dem Glimmlampentableau angezeigte Zahl gibt die gemessene Zeit in 1-μs- bzw. 10-μs-Einheiten an. Die im ZZG 1 verwendeten elektronischen Zähldekaden wurden weiter entwickelt. Als neueste Bauform konnte man die ZDK 3 (Bild 5) sehen. Diese Dekade arbeitet nach einer neuentwickelten Modifikation des in dem oben erwähnten Artikel grundsätzlich beschriebenen Prinzips (DWP angemeldet) und ermöglicht eine Auflösung von etwa 0,8 μs, d. h. zwei Impulse, die mit diesem zeitlichen Abstand am Eingang der Dekade erscheinen,

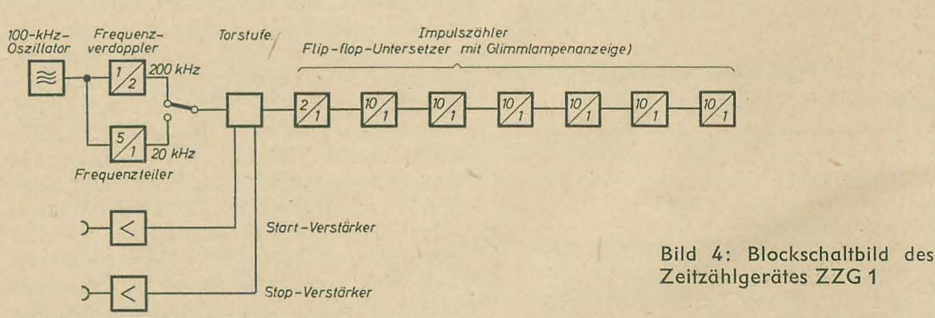


Bild 4: Blockschaltbild des Zeitzählgerätes ZZG 1

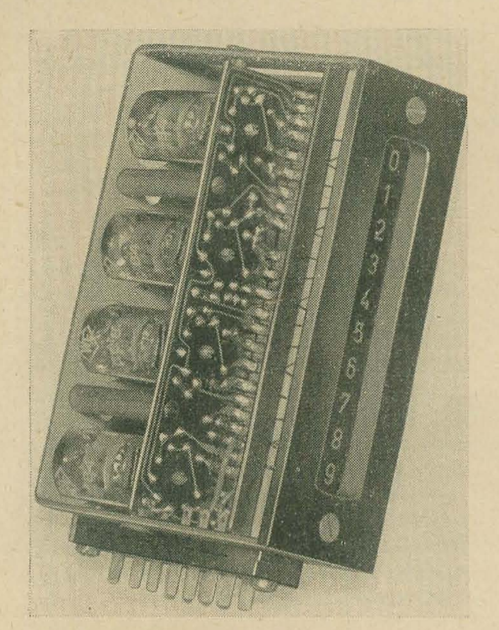


Bild 5: Zähldekade ZDK 3

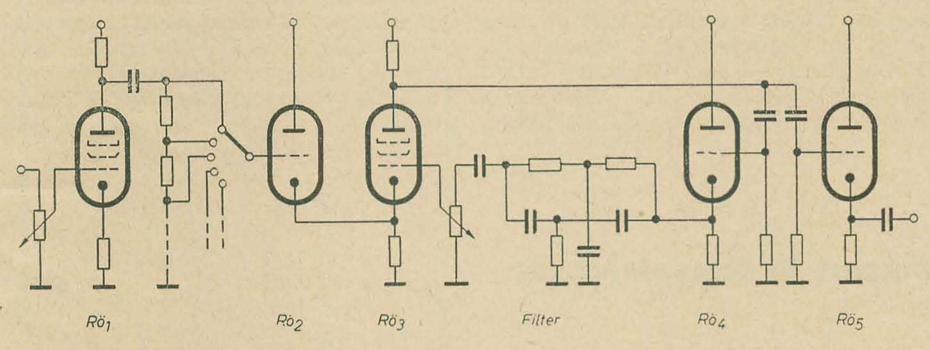


Bild 6: Prinzipschaltbild des Schmalbandverstärkers

werden noch sicher einzeln gezählt und angezeigt. Entgegen anderen bekannt gewordenen Lösungen verwendet die ZDK 3 nur vier Doppeltrioden ECC 84 und einige Ge-Dioden. Der Aufbau erfolgt ausschließlich mit Miniaturbauelementen in gedruckter Schaltung. Die geätzten Leiterplatten stellt das Institut für Gerätebau selbst her. Eine Weiterentwicklung dieser Zähldekade für eine Auflösung $< 0{,}1\ \mu s$ ist geplant.

Ein vielseitig anwendbares Gerät ist der Schmalbandverstärker. Er ermöglicht die selektive Verstärkung auch sehr niedriger Frequenzen mit kontinuierlich einstellbarer Bandbreite, durch deren Änderung der Verstärkungsfaktor nicht beeinflußt wird. Die maximale Verstärkung beträgt 10^4. Das gezeigte Exemplar war umschaltbar auf die Frequenzen 30, 78 und 158 Hz. Die relative Bandbreite ist von ∞ (Frequenzgangkurve geradlinig) bis zu 1,25% herab regelbar, das entspricht einer Resonanzschärfe von $0 \cdots 80$.

Das Prinzip ist aus Bild 6 zu erkennen. Die Verstärkung erfolgt in den Röhren $Rö_1 \cdots Rö_3$ ($Rö_1$ in Katodenbasis-, $Rö_2$ in Anodenbasis- und $Rö_3$ in Gitterbasisschaltung). Über $Rö_5$ wird die verstärkte Spannung ausgekoppelt. An das Gitter von $Rö_3$ wird ein mehr oder weniger großer Teil der über das Doppel-T-Filter selektiv zurückgeführten Ausgangsspannung gelegt. Das Filter arbeitet als „Sperrkreis", d. h. es hat für die durch seine Bauelemente festgelegte Frequenz das Minimum seines Übertragungsmaßes.

Im Massenspektrometer MAS 2 (Bild 7) ionisiert man die Moleküle bzw. Atome der zu untersuchenden Probe durch Elektronenbeschuß. Die entstehenden Ionen werden auf eine konstante Geschwindigkeit gebracht und durch ein veränderliches Magnetfeld gelenkt, nach dessen Passieren sie auf eine Elektrode auftreffen, die einen feinen Spalt aufweist. Die Ionen beschreiben im Magnetfeld einen Teil einer Kreisbahn, deren Radius ihrer Masse proportional ist. Bei jedem Wert der magnetischen Feldstärke werden jeweils Ionen mit einer ganz bestimmten Massenzahl den Spalt durchfliegen. Sie erreichen eine Auffängerelektrode, die je nach der Intensität des den Spalt durchfliegenden Ionenstrahls verschieden stark aufgeladen wird. Über einen hochkonstanten Gleichspannungsverstärker, der infolge 100%iger Gegenkopplung nur eine Verstärkung ≈ 1 hat, wird ein Kompensationsschreiber gesteuert. Sein Papiertransport läuft synchron mit dem automatisch durchgefahrenen Magnetfeld, und es ergibt sich eine Kurve, bei der die Höhe der geschriebenen „peaks" direkt proportional dem Anteil von Ionen der entsprechenden Massenzahl in der untersuchten Probensubstanz ist. Der gesamte Ionisierungsprozeß sowie die Ionenbahnen verlaufen im Hochvakuum ($10^{-5} \cdots 10^{-7}$ Torr), das an zwei Stellen mittels Ionisationsmanometern gemessen wird. Weitere elektronische Bausteine in diesem Gerät sind eine Hochspannungsstufe und der Ionenquellenregler sowie der Magnetfeldregler.

Zur Untersuchung der paramagnetischen Kernresonanz dient das Kernresonanzspektrometer KRS 1 (Bild 8). Die zu untersuchende Probe wird einem magnetischen Gleichfeld ausgesetzt. Der Spin und das magnetische Moment des Atomkernes bewirken, daß die Kerne sich ähnlich wie Kreisel verhalten, die sich im Schwerefeld drehen — die Drehachsen beginnen so zu rotieren, daß sie die Mantelfläche von gedachten Kegeln umfahren. Die Frequenz, mit der die Atomkerne diese Bewegung ausführen, ist eine Funktion der Stärke des magnetischen Gleichfeldes und des Spins sowie des

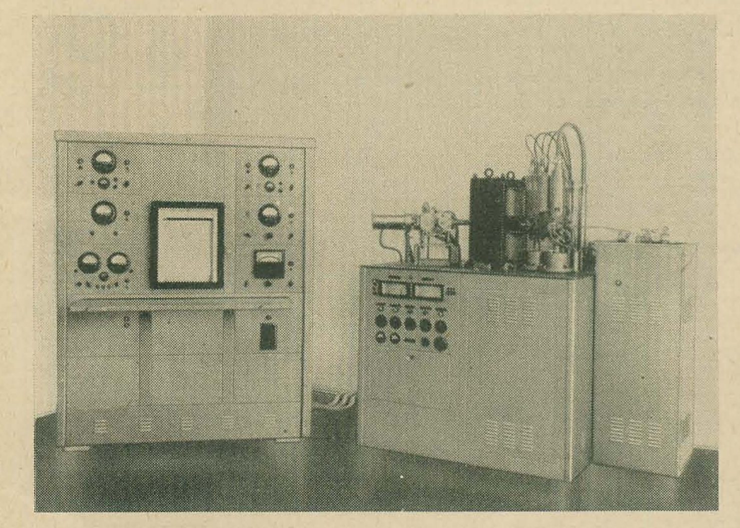


Bild 7: Massenspektrometer MAS 2, links der Elektronikschrank, rechts die Pumpvorrichtungen, der Elektromagnet sowie das Vakuumsystem

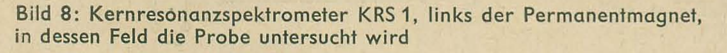
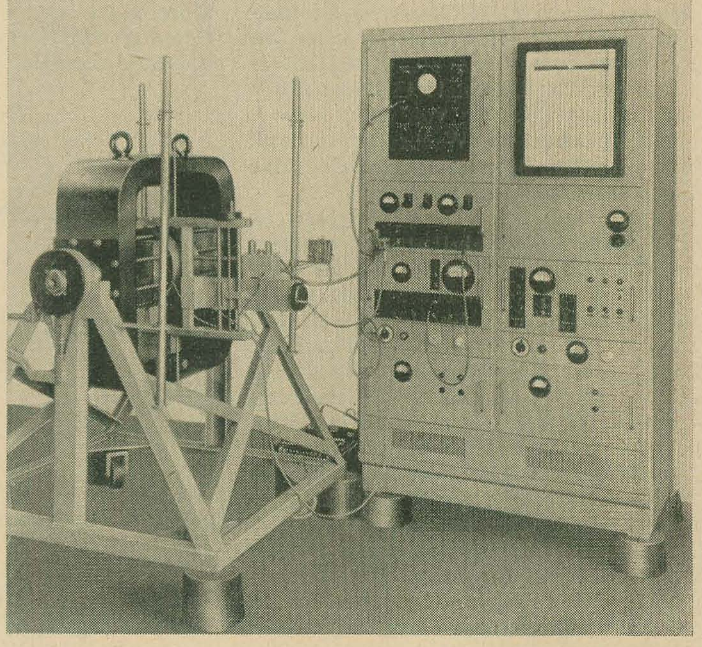


Bild 8: Kernresonanzspektrometer KRS 1, links der Permanentmagnet, in dessen Feld die Probe untersucht wird



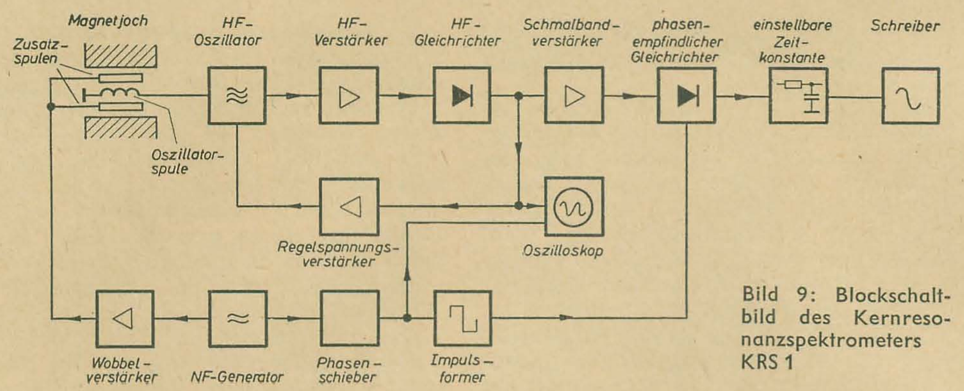


Bild 9: Blockschaltbild des Kernresonanzspektrometers KRS 1

magnetischen Kernmoments, also der atomaren Konstanten der zu untersuchenden Probe.
Die im Magnetfeld befindliche Probe liegt zusätzlich im Feld der Spule eines HF-Oszillators, dessen Frequenz und Amplitude extrem konstant gehalten werden. Erreicht jetzt das veränderliche magnetische Gleichfeld den Wert, der die Präzessionsfrequenz der Kerne in Resonanz mit der Oszillatorfrequenz bringt, so wird dem Oszillator von den Kernen Energie entzogen. Die daraus resultierende Änderung seiner Amplitude wird gemessen.
Bei dem vorgeführten Gerät bleibt das Magnetfeld konstant und wird nur mit einer niedrigen Frequenz durch Zusatzspulen gewobbelt. In diesem Fall wird die Oszillatorfrequenz kontinuierlich „durchgefahren“. Man erhält beim Durchlaufen der Larmorfrequenz der Atomkerne am HF-Gleichrichter (Bild 9) eine NF-Spannung mit der Frequenz des Wobbelgenerators. Ihre langsame Amplitudenänderung kann am Oszilloskop beobachtet werden. Nach schmalbandiger Verstärkung, um Rausch- und Störspannungen herabzusetzen, und phasenrichtiger Gleichrichtung wird das differentielle NF-Signal mit einem Tintenschreiber aufgezeichnet. Der Spezialmagnet dieser Anlage wurde ebenfalls im IfG hergestellt. Bei einer Polschuhfläche von 180 cm² und einer Luftspaltinduktion von 6500 Gauß (Luftspalt 2,8 cm) ist die erforderliche Homogenität des Feldes so groß, daß die Polschuhflächen auf 1 μm genau bearbeitet werden mußten.
Verschiedene Ausführungen der Zählgeräte für Kernstrahlung vom Typ SKR sind zum Teil in beträchtlicher Stückzahl in den vergangenen Jahren vom IfG gebaut worden. Ein solches Zählgerät — die bisherigen Typen sind für Geiger-Müller-Zählrohre bestimmt — enthält die folgenden Bausteine:
Stabilisierte Hochspannungsquelle bis 2 bzw. 3 kV,
regelbarer Impulsverstärker mit Impulsformer,
Impulszähler, bestehend aus drei elektronischen Dekaden und einem vierstelligen elektromechanischen Zählwerk,
Mittelwertsanzeiger für die Impulsfrequenz („Ratemeter“).
Mit diesem Zählgerät und den vom IfG gefertigten Zählrohren (auch andere Zählrohrfabrikate sind verwendbar) kann eine Vielzahl von Messungen der angewandten Isotopentechnik vorgenommen werden.

G. Kuckelt

WERNER TAEGER

Mechanische Wechselrichter

Rundfunkempfänger, insbesondere im Kraftwagen, aber auch andere Elektrogeräte, die normalerweise aus dem 220-V-Lichtnetz betrieben werden, können bei Verwendung eines Stromrichters auch aus Gleichstromquellen betrieben werden. Trotz der zunehmenden Verwendung von Transistor-Gleichspannungswandlern haben die altbewährten „Zerhacker“ noch nicht ihre Bedeutung verloren. Je nach den gegebenen Bedingungen ist die eine oder andere Art Stromrichter vorzuziehen. Für die Umwandlung von Niedergleichspannung aus Batterien in Wechselspannung bis zu einer Leistung von etwa 250 VA und die Umwandlung von Gleichstrom aus dem Lichtnetz 110 oder 220 V bis zu einer Leistung von etwa 750 VA nehmen mechanische Wechselrichter dank ihrer günstigen Betriebseigenschaften eine hervorragende Stellung ein.
Entsprechend dem Verwendungszweck erstreckt sich das Fabrikationsprogramm der Wechselrichterhersteller auf Batteriewechselrichter, Netzwechselrichter, Wechselgleichrichter und Spezialgleichrichter. Zu der letzten Kategorie gehören die immer mehr Bedeutung erlangenden „Chopper“. Der Aufbau von Gleichstromverstärkern, besonders für kleine Eingangsspannungen, bereitet größte Schwierigkeiten, wenn ein bestimmtes Maß an Nullpunktstabilität und Genauigkeit gefordert wird. Daher ist man seit einigen Jahren dazu übergegangen, für hochwertige Geräte die Eingangsgleichspannungen in Wechselspannungen umzuwandeln, um nach entsprechender Verstärkung eine Wiedergleichrichtung vorzunehmen. Für diese Umformung ist der Chopper das geeignete Bauelement. Die Einsatzmöglichkeit dieses Gerätes ist sehr groß.
Chopper werden hauptsächlich für folgende Zwecke verwendet: Gleichstrommeßverstärker, Registriergeräte, Servosteuerungen, Meßgeräte für die chemische Industrie und elektronische Rechenanlagen. Die entscheidenden Vorteile des Choppers sind: große Nullpunktstabilität, minimale Störanfälligkeit und kleiner Geräuschpegel.
Für den von der westdeutschen Firma Kupfer-Asbest-Co (Kaco) hergestellten Chopper M 150 zeigt Bild 1 die Schaltung und Bild 2 die Spannungsverhältnisse. Für den genannten Typ M 150 gelten folgende Daten:

Antriebsspannung: 6,3 V ± 10%
Treibleistung: 0,25 VA
Frequenz: 50 Hz ± 10%
Schließzeit: 165° ± 15
Phasenwinkel: 20°
Störspannung: 0,3 mV
max. Schaltstrom: 2,0 mA
max. Schaltspannung: 80 V_{eff}
zulässiger Eingangswiderstand: 0,1 Ω ··· 10 MΩ

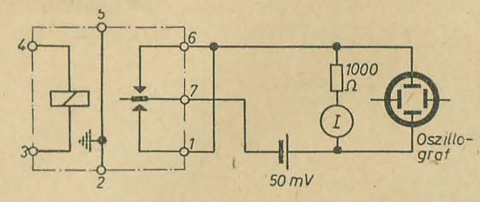
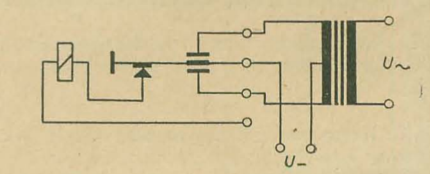


Bild 1: Schaltung des Chopper ▲

◄ Bild 2: Spannungsverhältnisse des Chopper

Bild 3: Schaltung eines normalen Wechselrichters ▼



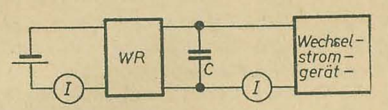


Bild 4: Meßschaltung zur Bestimmung des richtigen Wertes der Anpassungskapazität C

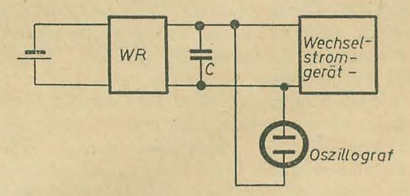


Bild 5: Die gleiche Meßschaltung — wie Bild 4 — bei Benutzung eines Oszillografen

Hauptbestandteil eines jeden Zerhackers stellen der Transformator mit dem Kontaktsystem, die Funkenlösch- und Entstörmittel und die Abschirmelemente dar. Durch die Treibspule getrieben schwingt die Pendelfeder mit verhältnismäßig hoher Frequenz zwischen den Kontakten hin und her und legt entprechend Bild 3 den einen Pol der Gleichspannung abwechselnd an die Außenklemmen der Primärwicklung des Transformators. Infolge der Flußänderung wird auf der Sekundärwicklung des Transformators eine entsprechend hohe Wechselspannung von angenähert trapezförmigem Verlauf induziert. Ohne weitere Schaltmittel bleibt diese Spannungskurve trapezförmig, sie zeigt aber außerdem noch mehr oder weniger stark ausgeprägte Spitzen — ein Hinweis auf kräftige Funkenbildung — die zu hohem Kontaktverschleiß oder gar zur Kontaktzerstörung durch Lichtbogenbildung führt. Durch den Einbau von Funkenlöschkondensatoren, Dämpfungswiderständen und Drosseln wird die Kurvenform verbessert und die Funkenbildung an den Kontakten auf ein Minimum begrenzt. Weiterhin wird durch diese Maßnahmen und den zusätzlichen Einbau von Entstörmitteln und Abschirmungen sowie durch genau festgelegte Leitungsführung die Störabstrahlung wesentlich reduziert.

Eine besondere Bedeutung unter den Funkenlöschmitteln hat der Kondensator C parallel zur Sekundärwicklung des Transformators (Bild 4). Man nennt diese Kapazität den Anpassungskondensator. Seine Größe beeinflußt wesentlich die ordnungsgemäße Funktion des Wechselrichters. Da die Kapazität C von Art und Größe der Belastung abhängt, muß man von Fall zu Fall den Kondensator C durch Versuch ermitteln.

Es gibt zwei Methoden, um mit einfachen Mitteln den richtigen Wert von C zu bestimmen. Einmal durch Feststellung der kleinsten Stromstärken im Primär- oder Sekundärkreis des Transformators bei veränderlicher Kapazität C. Um den Zerhacker vor Beschädigung zu bewahren, ist es zweckmäßig, bei dem Versuch zunächst einen Kondensator von etwa 1 bis 2 μF einzuschalten und das Stromminimum durch Hinzufügen oder geringfügige Verkleinerung von C festzustellen. Die zweite Methode, bei der ein Oszillograf benutzt wird, zeigt Bild 5. Dabei ist die Kapazität C so zu wählen, daß neben geringstem Strom eine Kurvenform gemäß Bild 6 erreicht wird. Zeigt dagegen die am Oszillografen aufgenommene Kurve eine Form entsprechend Bild 7, so ist die eingeschaltete Kapazität zu klein. Die Kurvenform nach Bild 8 deutet darauf hin, daß C zu groß gewählt wurde. Diese Methode liefert ein exaktes Ergebnis und verhindert eine Beschädigung des Zerhackers.

Falls mehrere Geräte an einem Wechselrichter betrieben werden sollen (z. B. Rundfunkgerät und Plattenspieler), hat die Wahl des Anpassungskondensators für jedes Gerät getrennt zu erfolgen. Man schaltet die für den Empfänger notwendige Kapazität C_1 in den Ausgang des Wechselrichters und die für den Plattenspieler nötige Zusatzkapazität C_2 derart, daß sie erst nach Zuschalten des Plattenspielers wirksam wird (Bild 9). Auf diese Weise wird vermieden, daß beim alleinigen Betrieb des Rundfunkgerätes eine falsche Kapazität als Anpassungskondensator eingeschaltet ist.

In die meisten Wechselrichter ist eine Automatik eingebaut, die bewirkt, daß beim Einschalten des Wechselstromgerätes der Zerhacker automatisch anläuft. Eine besondere Bedienung des Wechselrichters entfällt und es ist daher sichergestellt, daß der Wechselrichter niemals im Leerlauf betrieben werden kann, was zu schnellem Verschleiß der Kontakte führt. Bild 10 zeigt die typischen Kennlinien eines üblichen Kraftwagenzerhakkers (Kaco WR 81 S 2 12/220) für die Umwandlung der 12-V-Gleichspannung aus der Wagenbatterie in 220 V Wechselstrom zum Betrieb des Autoempfängers.

Im Bild 11 sind die Kennlinien eines Wechselrichters zur Umwandlung von 220 V– in 220 V~ angegeben.

Nach Firmenunterlagen

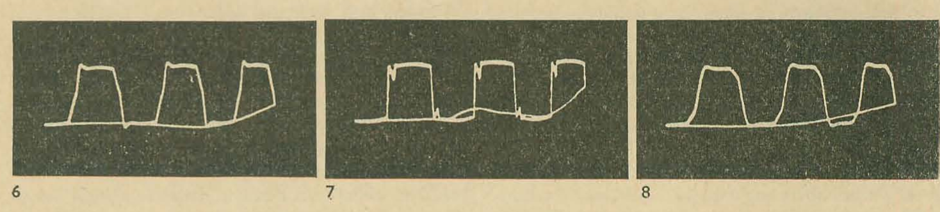


Bild 6: Spannungskurve bei richtig gewähltem Anpassungskondensator

Bild 7: Kurve bei zu kleinem Anpassungskondensator

Bild 8: Kurve bei zu großem Anpassungskondensator

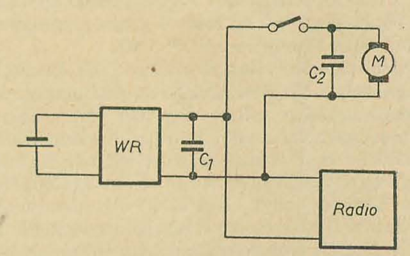


Bild 9: Schaltung mit zwei Anpassungskondensatoren C_1 und C_2 bei verschiedenen Belastungen (Rundfunkempfänger und Plattenspieler)

Bild 10: Kennlinien des Wechselrichters WR 81 S 2 12/220 für 50 Hz, Dauerleistung 80 VA, auf LW, MW und UKW entstört

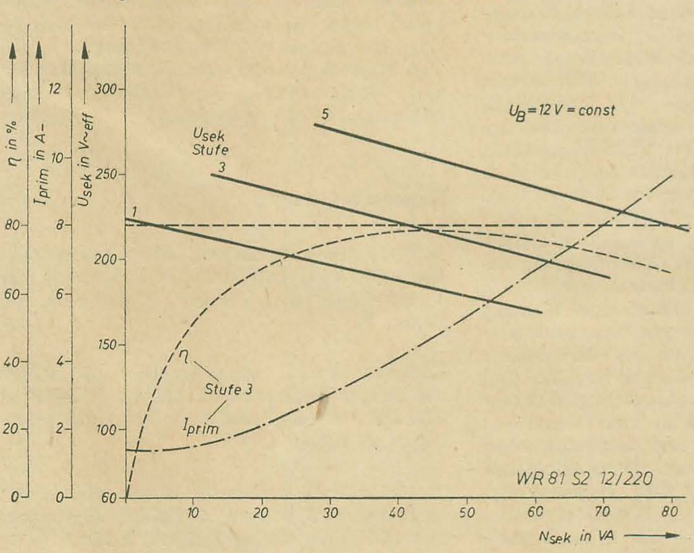
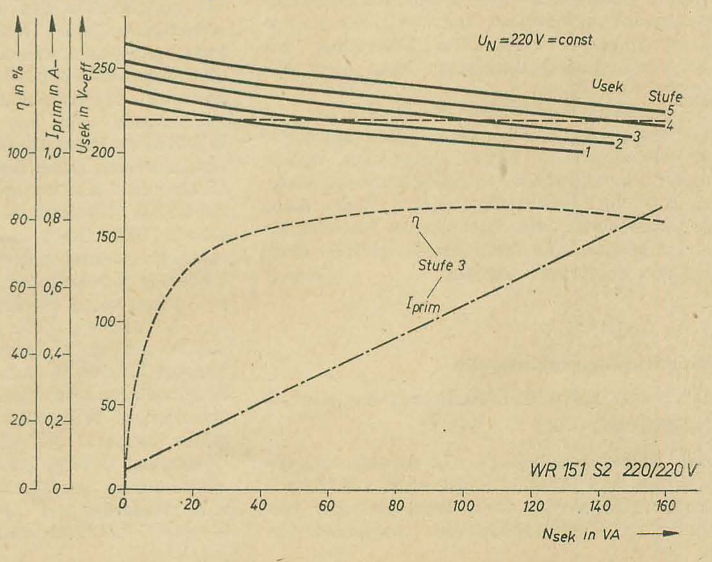


Bild 11: Kennlinien des Wechselrichters WR 151 S 2 220/220, Frequenz 50 Hz, Dauerleistung 150 VA auf LW, MW, KW und UKW entstört



Referate

N. I. Duškevič und L. T. Perevezencev

Farbfernsehstudioapparatur mit Lichtpunktabtastung

Technika kino i televidenija 9 (1958) S. 19···25

In ihrer prinzipiellen Wirkungsweise unterscheidet sich die Studioapparatur (Vitascan) nicht von der des Dia- oder Epi-Lichtpunktabtasters. Eine Projektionsröhre schreibt ein Raster mit konstanter Leuchtdichte und bestimmter spektraler Zusammensetzung, das auf das zu übertragende Objekt projiziert wird und dieses abtastet. Der von den einzelnen Objektelementen reflektierte Lichtpunkt ist in seiner Leuchtdichte und seiner spektralen Zusammensetzung moduliert. In sogenannten Fotoblöcken werden diese Lichtsignale in elektrische Signale umgeformt. In den Fotoblöcken sind vier Fotovervielfacher angeordnet, die mit den entsprechenden Farbfiltern versehen sind und die elektrischen Signale der Teilbilder abgeben. Wegen der geringen Strahlungsintensität der Projektionsröhre in dem langwelligen Bereich des sichtbaren Spektrums sind im roten Kanal zwei fotoelektronische Vervielfacher parallel geschaltet. Eine Impulsbeleuchtung sorgt während der Rasterlücken für die Beleuchtung des Studios. Die technischen Daten des Systemes: Das Auflösungsvermögen ist sehr gut, da es nur durch die Abtaströhre bestimmt ist. Bei einer Blendenöffnung von 4,5 und einer Szenengröße von 2,2 × 1,65 m beträgt die Tiefenschärfe 1 m; bei der gleichen Blende und einer Szenengröße von 3 × 4 m beträgt die Tiefenschärfe 2 m. Die Kamera (Projektionsröhre) ist mit drei Objektiven (Brennweite 110, 150 und 210 mm) ausgerüstet. Bei vier parallelgeschalteten Fotoblöcken, die im Abstand von 3 m aufgestellt sind, und einer Szenengröße von 2,2 × 1,65 m beträgt das Signal/Rauschverhältnis (Spitzenwerte): im roten Kanal 6; im blauen Kanal 8 und im grünen Kanal 10.

Die Vorteile der Vitascan-Anlage: Die Anschaffungs- sowie die Betriebskosten sind gering, da verhältnismäßig billige Bauteile mit langer Lebensdauer verwendet werden und kein hochqualifiziertes Personal erforderlich ist. Da nur ein Raster geschrieben wird, ist das System frei von Registerfehlern. Die Licht-Signalkennlinie ist linear. Die durch die Raumladungsverteilung in der Speicherröhre entstehenden Verzerrungen und Störsignale entfallen. Es können beliebig viele Fotoblöcke verwendet werden, wodurch das Signal/Rauschverhältnis verbessert werden kann. Durch die Anordnung der Fotoblöcke lassen sich die gleichen künstlerischen Effekte wie mit den Scheinwerfern im gewöhnlichen Studio erzielen. Da die Beleuchtungsleistung wesentlich geringer ist, kann evtl. die Klimaanlage eingespart werden. Ein „Einbrennen“ wie bei der Superorthikonkamera kann nicht eintreten.

Die Nachteile der Anlage: Die Übertragung ist nur aus speziellen Räumen möglich (außer der Impulsbeleuchtung keine Lichtquellen, Wände und Decke aus stark lichtreflektierenden Materialien); die Übertragungsobjekte dürfen nicht selbstleuchtend sein bzw. keine Nachleuchtdauer besitzen. Es kann jeweils nur mit einer Kamera übertragen werden. *Schmidt*

E. A. Gajliš

Rundfunkkleinbauteile

Izv. vuzov MVO-SSSR-Radiotechnika, Kiev, 3 (1959) S. 267···277

Die Betriebskennziffern, Konstruktionseigenschaften und Anschaffungskosten von Rundfunkgeräten werden weitgehend von den verwendeten Rundfunkbauteilen bestimmt. In dem Aufsatz wird über die Tendenzen bei der Herstellung von Rundfunkbauteilen für den Massenbedarf sowie über einige auf diesem Gebiet erzielte Ergebnisse berichtet.

Die wichtigsten an Rundfunkbauteile zu stellenden Forderungen sind: kleine Abmessungen, hohe Betriebssicherheit und Lebensdauer, niedrige Anschaffungskosten und breiter Betriebstemperaturbereich. Unter Berücksichtigung dieser Bedingungen werden in der Sowjetunion verschiedene Rundfunkkleinbauelemente herausgebracht. Dazu gehören vor allem Papierkondensatoren mit Epoxydharztränkung von 510 pF bis 0,05 μF, 150···300 V, Metallpapierkondensatoren von 0,01 bis 1 μF, 160···1500 V, Miniatur-Styroflexkondensatoren mit und ohne Gehäuse von 100 bis 10000 μF, 60 V. Ferner sind die niederohmigen Miniaturkondensatoren aus keramischen Hochfrequenzwerkstoffen mit verschiedenen Temperaturkoeffizienten sowie die besonders kleinen seignettokeramischen Kondensatoren zu erwähnen, bei denen besondere Herstellungsverfahren dünner keramischer Halberzeugnisse die Erzielung spezifischer Kapazitäten von 0,2···0,3 $\mu F/cm^3$ gestatten. Noch höhere Werte werden bei Elektrolytkondensatoren erzielt. Durch Anwendung poröser Anoden läßt sich die wirksame Oberfläche auf das 50- bis 100fache erhöhen. Neben den äußerst geringen Abmessungen weisen diese Kondensatoren verschwindend kleine Verlustströme und Isolationswiderstände von mindestens 200 MΩ/μF auf. Durch Verwendung organischer Filme (Fluorplaste) als Dielektrikum, die bis zu Temperaturen von 200 bis 250° C gute elektrische Kennziffern aufweisen, können Kondensatoren bis zu 0,5 μF für Betriebsspannungen von 200 bis 600 V und Betriebstemperaturen von —60 bis +200° C bei Dauer- und bis zu 250° C bei Aussetzbetrieb gebaut werden.

Auch fluorplastische Hochspannungskondensatoren in zylindrischen Keramikgehäusen mit glasverschweißtem Deckel aus Kovar lassen sich für Betriebsspannungen von 2 bis 25 kV und Betriebstemperaturen von —60 bis +150° C herstellen. Besondere Erwähnung verdienen auch für Röhrenentkopplung bestimmte seignettokeramische HF-Ringkondensatoren sowie unter dem Sammelnamen „Varikond“ in mehreren Typen von 10 pF bis 1 μF geführte seignettokeramische Kondensatoren, deren Kapazität in weiten Grenzen spannungsabhängig ist und die daher in vielen Fällen Elektronenröhren ersetzen können. Ein wesentlicher Vorteil von Varikonds gegenüber anderen Arten nichtlinearer Elemente besteht in ihrem hohen Eingangswiderstand und der verschwindend geringen Steuerleistung. Auch Glaskeramikkondensatoren bieten große Möglichkeiten und werden z. Z. bis zu Kapazitäten von 500 pF gebaut.

Auf dem Gebiete der Nichtdrahtwiderstände sind außer den Massewiderständen der Typen WS und MLT in den letzten Jahren Neukonstruktionen wie Kleinst-, Borkohlenstoff-Präzisions- und metallisierte Widerstände, ferner die breite Skala der hochohmigen Widerstände, darunter Hochspannungs-, HF-Kohlenstoffwiderstände usw., zu verzeichnen. Die den WS-Widerständen ähnlichen ULM-Widerstände besitzen einen Durchmesser von 2 mm bei einer Länge von 6 mm und gehen von 20 Ω bis 1 MΩ bei 0,12 W. Die Borkohlenstoff-Präzisionswiderstände (BLP) liegen in bezug auf ihren Temperaturkoeffizienten um eine Größenordnung tiefer als die gewöhnlichen Kohlenstoffwiderstände und gehen von 1 bis 100 kΩ bei einer Toleranz von 0,5 und 1%. Für höhere Nennwerte (bis 5 MΩ) werden metallisierte HF-Widerstände von 0,1 bis 100 W Belastbarkeit in Stab- und Scheibenform hergestellt, außerdem gibt es sehr hochohmige Widerstände in zwei Varianten: offene lackierte (KLM) und hermetische in Glaskolben (KWM) bis max. 10^{12} Ω mit Nennwertstreuung von 10 und 20%. Dabei werden z. Z. bemerkenswert hohe Warmfestigkeiten (+100° C bei Voll- und +150° C bei Viertelbelastung) erzielt. Man bemüht sich um die Voraussetzungen für einen zuverlässigen Betrieb bis zu Umgebungstemperaturen von 200 bis 250° C. Zu erwähnen sind auch die neuen einstellbaren Nichtdrahtwiderstände mit anorganischem Bindemittel für Leistungen von 0,15 bis 2 W. Außerdem bringt die Industrie „Übergangsblocks“ aus Preßglas mit aufgedruckten Leitern und Widerständen und angelöteten keramischen Plattenkondensatoren, alles in Thermoplastmasse vergossen, heraus.

Der immer umfangreichere Einsatz von Ferritkernen, insbesondere die Ausnutzung deren gyromagnetischer Eigenschaften im UHF-Bereich, ermöglicht die Lösung einer Reihe wichtiger Probleme. So lassen sich z. B. Drehungen der Polarisationsebene von 10 bis 20° je cm bei Verlusten von höchstens 0,05 dB/cm und Feldern von höchstens 100 Oe, Phasenverschiebungen von 90° bei Verlusten von etwa 0,1 dB und Arbeitsfeldern von 50 bis 400 Oe je nach Wellenbereich erzielen. Immer häufiger finden Ferritkerne in Ferrovariometern bis zu 200 MHz und FM-Modulationseinrichtungen Verwendung (bei Frequenzen von 5···6 MHz ändert sich die Frequenz um ±75 Prozent, bei tieferen Frequenzen um das Zehnfache) bei einer Vormagnetisierung von 100 AW. Für den Bereich 40···1000 kHz erzielt man gute Ergebnisse mit Manganzink-Ferriten (Stäbe von 2,4···2,8 ⌀ und 12···14 mm Länge ergeben für Kleinstempfänger bestimmte Spulen mit einer Güte über 200, einem Temperaturkoeffizienten von $100.10^{-6}\cdots150.10^{-6}$/° C und ausreichender Amplitudenkonstanz). In NF-Stromkreisen finden Ni-Zi- und Mn-Zi-Ferrite mit Permeabilitäten von 2000···3000 G/Oe und höher in Form von Toroid- und Panzerkernen Verwendung, für Spulenkerne in KW-Schwingkreisen Li-Zi- und Ni-Zi-Ferrite.

Halbleiter-, Thermo- und Fotowiderstände finden wegen ihrer besonders kleinen Abmessungen und hohen Temperaturempfindlichkeit, stabilen Betriebseigenschaften und geringen Trägheit immer breitere Verwendung, und z. Z. werden eine Reihe von Typen industriell hergestellt: MMT-1, MMT-4, MMT-6 (Cu-Mn), KMT-1 und KMT-4 (Co-Mn) für Temperaturmessung und -regelung, MMT-8, MMT-9, KMT-8 und KMT-12 für den Temperaturabgleich verschiedener elektrischer Geräte.

Unter den Halbleiter-Fotowiderständen sind besonders die in der Automatik benutzten Kadmiumsulfid-Fotowiderstände FS-KO, FS-K1, FS-K2 und FS-K6 mit einer 12000fachen Empfindlichkeit gegenüber den Vakuumfotoelementen vom Typ SZB zu erwähnen. Dieser hohen Empfindlichkeit ist auch die Schaffung eines sehr einfachen, nur aus zwei Elementen (einem Fotowiderstand und einem elektromagnetischen Relais) bestehenden Fotorelais zu verdanken. Neben diesen gibt es noch Bleisulfidfotowiderstände mit nach dem infraroten Gebiet verschobener Spektralkennlinie und viel geringerer Trägheit und Empfindlichkeit.

Vielversprechend sind auch die neuen noch um eine Größenordnung empfindlicheren Kadmiumselenid-Fotowiderstände. *Ensslen*

Neuerscheinungen

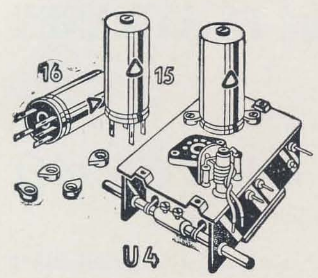
G. Berends, *Funkatlas.* 100 Spezialkarten, 150 Seiten Text, DIN A 4, Kunstleder 19,35 DM. Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin

K. Rothammel, *Antennenbuch.* 400 Seiten, 260 Bilder, zahlreiche Tabellen, Kunstleder 7,30 DM. Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin

C. Fritzsche, *Herstellung von Halbleitern,* 98 Seiten, 33 Bilder, 5 Tafeln, Halbleinen 8,80 DM. VEB Verlag Technik, Berlin



RUNDFUNK-SPULENSÄTZE



UKW-Superspulensatz SSp 222 mit Doppeltriode und Induktivitätsabstimmung

für Superhet-, Einkreis- und UKW-Empfänger — UKW-Tuner — Miniatur-Zwischenfrequenzbandfilter 10,7 MHz — Zwischenfrequenzbandfilter 468 kHz — Tastenschalter mit und ohne Spulenaufbauten — Miniatur-Tastenschalter für Klangcharakterschaltung, für Kofferradios und Magnettontechnik — Netztransformatoren — Siebdrosseln — Drahtwiderstände 0,5 bis 80 Watt

GUSTAV NEUMANN KG · CREUZBURG/WERRA

THÜRINGEN

Verkauf nur über den Fachgroßhandel

Wir beantworten die auf der

Lehrschau der Standardisierung

vielseitig gehaltene Anfrage nach der **Bezugsquelle** des RFT-Standard-Verzeichnisses:

RFT-Standard-Verzeichnis 1959

zu beziehen durch die Koordinierungsstelle für Standardisierung, Leipzig C 1, Hainstraße 17–19

Zusendung erfolgt kostenlos



für schnelle Durchgangsprüfungen

bei Leitungen und Kontakten

PGH „ENERGIE", Torgau

Verkaufe

Kleinstoszillograph „Oszi 40" 300,— DM,

Vielfachmesser II neu, 180,— DM.

Lothar Rose,
Sonneberg II (Thür.)
Eisenbahnstraße 1

Rundfunkmechaniker

mit FS-Zusatzprüfung für RFT-Vertragswerkstatt sofort oder später gesucht. Gutes Betriebsklima.

Anfragen an:

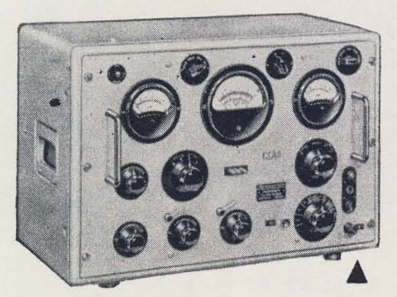
Radio-Friese, Stahnsdorf bei Berlin
Wilhelm-Külz-Straße 29

TRANSISTORENMESSGERÄTE

Die Transistorenmeßgeräte dienen zur Bestimmung der schaltungstechnischen Eigenschaften von Dioden und Flächentransistoren kleiner und mittlerer Leistungen. Es können sowohl Transistoren vom pnp-Typ als auch solche vom npn-Typ gemessen werden. Sämtliche zur Messung erforderlichen Spannungen und Ströme werden in den Geräten selbst erzeugt, so daß keine Zusatzgeräte erforderlich sind.

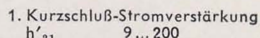
TRANSIST DIODEN TRANSISTOREN DIODEN

TECHNISCHE KURZDATEN



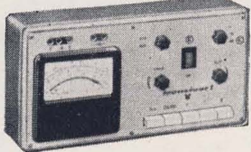
TYP 1014

1. Kurzschluß-Eingangswiderstand $|h_{11}|$
   in Basisschaltung 0 ... 600 Ω
   in Emitterschaltung 0 ... 6 kΩ
2. Kurzschluß-Stromverstärkung vorwärts $|h_{21}|$
   in Basisschaltung 0 ... 3
   in Emitterschaltung 0 ... 150
3. Leerlauf-Ausgangsleitwert $|h_{22}|$
   in Basisschaltung 0 ... 30 µs
   in Emitterschaltung 0 ... 300 µs
4. Leerlauf-Spannungsrückwirkung $|h_{12}|$ 0 ... 60 × 10^{-4}



TYP 1019

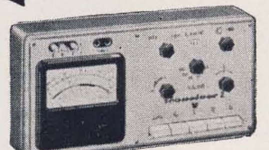
1. Kurzschluß-Stromverstärkung h'_{21} 9 ... 200
2. Kollektorreststrom I_{co}', Diodendurchlaßstrom I_D', Diodensperrstrom I_{Sp}: 0 ... 1 mA
3. Kollektorspannung U_c', Durchlaßspannung U_D', Sperrspannung U_{Sp}: 0 ... 5 V
4. Zulässige Typenleistung bis etwa 500 mW





TYP 1020

1. Großsignal-Stromverstärkung $\overline{\alpha'}$ 16 ... 200
3. Kollektorreststrom I_{co}', Durchlaß- u. Sperrstrom v. Flächengleichrichtern I_D und I_{Sp}: 0 ... 600 mA
3. Kollektorspannung U_c', Durchlaßspannung U_D', Sperrspannung U_{Sp}: 0 ... 6 V
4. Zulässige Typenleistung von 0,1 W ... 50 W



RFT

VEB FUNKWERK ERFURT · ERFURT/TH · RUDOLFSTR. 47

Telegramme: Funkwerk Erfurt · Telefon: 5071 · Fernschreiber: 055306

Prospektmaterial und Angebote jederzeit unverbindlich durch unsere Verkaufsabteilung.

EXPORTINFORMATION:
DIA. Deutscher Innen- und Außenhandel, Elektrotechnik, Berlin W 8, Taubenstraße 4-6, Telegr.: Diaelektro, Ruf: 510481

OREN DIODEN TRANSISTOREN DIODEN TRANSISTOREN